

**MODELO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC/DC TIPO
CUK PARA ESTUDIO EN EL LABORATORIO**

ANDRÉS FELIPE CIFUENTES TOBÓN

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERÍAS
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA**

2019



**MODELO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC/DC TIPO
CUK PARA ESTUDIO EN EL LABORATORIO**

ANDRÉS FELIPE CIFUENTES TOBÓN

**PROYECTO DE GRADO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO
ELECTRICISTA**

DIRECTOR:

M.Sc. ALFONSO ALZATE GÓMEZ

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA

FACULTAD DE INGENIERÍAS

PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

PEREIRA

2019

TABLA DE CONTENIDO

1.	INTRODUCCIÓN	7
1.1	Planteamiento del problema.....	8
1.2	Justificación.....	8
1.3	Objetivos	9
1.3.1	Objetivo general	9
1.3.2	Objetivos específicos	9
1.4	Alcance.....	10
1.5	Estructura de la tesis.....	10
1.6	Metodología	10
2.	MODELO DE UN CONVERTIDOR DC/DC TIPO CUK	12
2.1	Introducción	12
2.2	Modo de conducción continua (MCC) del convertidor tipo Cuk [15].....	14
2.2.1	Ecuaciones en MCC del convertidor tipo Cuk [16]	15
2.3	Modo de conducción discontinuo (MCD) del convertidor tipo Cuk [17].....	17
2.3.1	Ecuaciones en MCD del convertidor tipo Cuk [17].....	18
2.4	Modulación por ancho de pulso (PWM-PulseWidth Modulation) [18].....	19
3.	DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC TIPO CUK.....	21
3.1	Circuito generador del PWM [20].....	21
3.2	Circuito de potencia del Convertidor tipo Cuk	24
3.2.1	Fundamentos del circuito de potencia.....	25
3.3	Montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.....	26
4.	PRUEBAS Y RESULTADOS DEL CONVERTIDOR DC/DC TIPO CUK.....	28
4.1	Control en lazo abierto	28
4.1.1	Formas de onda en lazo abierto.....	32
4.2	Control en lazo cerrado	34
4.2.1	Resultados prácticos del control en lazo cerrado	36
5.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	42
5.1	Conclusiones	42
5.2	Recomendaciones.....	42

6. REFERENCIAS.....	44
ANEXOS	46
A. Datasheet UC3823BDW	46
B. Datasheet IRFZ44N	48
C. Datasheet UGF12JT	49
D. Manual del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk	50
E. PCB del circuito de potencia y generador PWM	52

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Configuración base el convertidor Cuk [8].	12
Figura 2.2 Configuración del convertidor Cuk [13].	13
Figura 2.3 Topología del convertidor Cuk durante el periodo T_{on} [13].	14
Figura 2.4 Topología del convertidor Cuk durante el periodo T_{off} [13].	14
Figura 2.5 Formas de onda en los diferentes elementos del convertidor Cuk en MCC [14].	15
Figura 2.6 Formas de onda en los diferentes elementos del convertidor Cuk en MCD [14].	18
Figura 2.7 Modulación por medio de la técnica Trailing Edge PWM [19].	20
Figura 3.1 Generación del oscilador diente de sierra en el UC3823BDW.	22
Figura 3.2 Diagrama de bloques del UC3823BDW.	23
Figura 3.3 Esquema del circuito UC3823BDW en lazo abierto.	23
Figura 3.4 Señal PWM resultante del circuito UC3823BDW.	24
Figura 3.5 Parte frontal del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.	26
Figura 3.6 Parte superior del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.	27
Figura 3.7 Parte posterior del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.	27
Figura 4.1 Señal PWM con $D = 20\%$ y $f = 23.81$ kHz.	28
Figura 4.2 Tensión en la carga R y capacitor C_2 en lazo abierto con $D = 50\%$ y $f = 50$ kHz.	32
Figura 4.3 Corriente por la inductancia L_2 con $D = 50\%$ y $f = 50$ kHz.	32
Figura 4.4 Corriente por el Mosfet con $D = 50\%$ y $f = 50$ kHz.	33
Figura 4.5 Tensión en el capacitor C_1 en lazo abierto con $D = 50\%$ y $f = 50$ kHz.	33
Figura 4.6 Control PI análogo usado en el convertidor Cuk.	34
Figura 4.7 Método de Ziegler y Nichols.	35
Figura 4.8 Convertidor Cuk con control en lazo cerrado.	36
Figura 4.9 Forma de onda para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 1.5$ V.	37
Figura 4.10 Delta de tensión y tiempo de establecimiento para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 1.5$ V.	37
Figura 4.11 Forma de onda para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 5$ V.	38
Figura 4.12 Delta de tensión y tiempo de establecimiento para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 1.5$ V.	38
Figura 4.13 Señal PWM obtenida durante el control en lazo cerrado para $V_{ref} = 3$ V.	40
Figura 4.14 Señal PWM obtenida durante el control en lazo cerrado para $V_{ref} = 6$ V.	40
Figura 4.15 Gráfica de cargabilidad del sistema en lazo abierto y lazo cerrado.	41

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1 Parámetros del Convertidor tipo Cuk.	25
Tabla 4.1 Variación del ciclo de trabajo frente a cambios en la frecuencia.....	29
Tabla 4.2 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 10\%$	30
Tabla 4.3 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 20\%$	30
Tabla 4.4 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 30\%$	30
Tabla 4.5 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 40\%$	30
Tabla 4.6 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 50\%$	31
Tabla 4.7 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 60\%$	31
Tabla 4.8 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 70\%$	31
Tabla 4.9 Datos obtenidos con el control en lazo cerrado aumentando el valor de V_{ref} partiendo de 500 mV.....	39
Tabla 4.10 Datos obtenidos con el control en lazo cerrado disminuyendo el valor de V_{ref} partiendo de 8V.....	39

1. INTRODUCCIÓN

El constante desarrollo e innovación en las diferentes áreas de la ciencia y la tecnología han provocado que la conversión de energía convencional haya sido reemplazada por sistemas estáticos que son cada vez más compactos y eficientes. Esta evolución va de la mano con el cambio que ha sufrido el consumo de energía, pasando por sistemas lineales a sistemas no lineales; entre estos sistemas no lineales se destacan: fuentes de alimentación reguladas de DC, procesos electroquímicos, soldadura electrónica, accionamientos de motor de velocidad variable, calentamiento por inducción, fuentes de alimentación para aceleradores en fusión nuclear y satélites espaciales, y control de calefacción e iluminación.

La electrónica de potencia ha sido el área encargada de crear estos cambios notables en el manejo de la energía eléctrica, ha tenido un papel de vital importancia en el desarrollo de las nuevas redes inteligentes y la inclusión de las energías renovables las cuales se caracterizan por ser en forma DC, como ejemplo de esto, se puede citar las fuentes renovables, bancos de baterías y la transmisión de energía eléctrica en corriente continua [1], los principales usuarios de estas señales son los equipos electrónicos que usan tensiones en niveles diferentes de la disponible de la red eléctrica, los accionamientos de máquinas eléctricas, que modifican la tensión de la red eléctrica (amplitud y frecuencia) para controlar las máquinas, y finalmente en los sistemas eléctricos, la transmisión de energía en DC y la conversión de frecuencia, por esto es tan necesario el conocimiento y desarrollo de nuevas tecnologías en convertidores DC/DC que se encarguen de procesar y entregar con los parámetros requeridos estas entradas de energías renovables para que, con ayuda de otros convertidores, transformarlas en AC y así introducirla al SIN.

La conversión de energía presentada por la electrónica de potencia esta condicionada a su naturaleza, es decir, alterna o directa. La electrónica de potencia ofrece una respuesta para cada una de estas transiciones a través de los convertidores de potencia, según su entrada o salida se contemplan las siguientes topologías de potencia como: DC/DC (Convertidores), DC/AC (Inversores), AC/DC (Rectificadores) y AC/AC (Convertidores).

Este nuevo tipo de convertidores de energía de conmutación desde su aparición a finales de los años setenta han tenido un sin número de aplicaciones bien sea en alta o baja potencia gracias a sus ventajas en rendimiento energético, peso, tamaño, interferencias eléctricas, electromagnéticas, aspectos económicos y sencillez de fabricación.

Sin embargo, esta estructura de conversión no estaría completa sin un circuito de mando o control, generalmente asociado a la electrónica análoga o digital, el cual permite obtener y manipular información del circuito de potencia con el fin de intervenir sobre este y obtener las respuestas deseadas.

1.1 Planteamiento del problema

Las áreas de electrónica de potencia y control en la actualidad son aquellas que producen un mayor entendimiento y avance en las tecnologías usadas en los diferentes componentes del SEP; estas áreas son ampliamente usadas cuando de regulación de máquinas eléctricas, procesos industriales y manejo de corrientes elevadas se trata, no obstante, su introducción a los sistemas de baja potencia se dio a inicios de los años 70's del siglo XX con el surgimiento de los convertidores conmutados en distintos sistemas [2,3].

El funcionamiento de los convertidores se puede comprender mejor si se ven estos como un cuadripolo donde se tiene una energía de entrada (AC o DC) para suministrarla a la carga ubicada en la salida según sea requerida (AC o DC), en específico, los convertidores DC/DC son dispositivos muy eficientes en donde se toma energía de la fuente primaria (batería, panel fotovoltaico, rectificador o pila de combustible) para adaptarla a la salida con consumos estables y niveles de tensión estrictos [3,4]. El análisis de estos convertidores DC/DC requiere de conocimientos interdisciplinarios en los que además de enfatizar en la teoría (conocimiento requerido de los elementos magnéticos, elementos capacitivos, y dispositivos semiconductores de potencia utilizados en la realización del convertidor), simulación y control, hay que añadir el modelado y construcción de estos.

Dada la necesidad de complementar de forma óptima el estudio de los convertidores DC/DC en el área de electrónica de potencia, se propone realizar la construcción de un convertidor tipo Cuk con el fin de complementar los ya existentes en la universidad, ayudar al proceso de aprendizaje de los estudiantes al tener la posibilidad de interactuar con el dispositivo y mejorar en gran aspecto la pedagogía de los docentes de la asignatura.

1.2 Justificación

Dentro del campo de la eléctrica y la electrónica los diferentes dispositivos que los componen han pasado por varios tipos de configuraciones de alimentación dentro de las que se encuentran la específica y distribuida; la configuración específica es aquella donde se encuentra un convertidor con múltiples salidas, siendo esta una de sus grandes desventajas, ya que con el surgimiento de nuevas tecnologías de conversión de energía eléctrica (solar, eólica, mareomotriz, etc.) es necesario que los convertidores se encuentren en diferentes lugares del sistema, por esto la configuración distribuida es en la actualidad la más usada permitiendo el manejo de los convertidores en varios puntos del sistema, mejorando así: el manejo de diferentes potencias y corrientes, la disminución de armónicos, la fiabilidad, accesibilidad y mantenimiento [4].

La configuración distribuida en pocas palabras es el uso de capsulas o cajas dentro de las cuales se encuentran los diferentes tipos de convertidores requeridos, es por esto que es fundamental el estudio de cada circuito desde cada punto de vista para conocer así su comportamiento tanto externo como interno; su análisis interno se realiza desde la teoría, es decir, el conocimiento de sus componentes electrónicas y el estudio de su comportamiento dinámico y estático con el fin de determinar así el comportamiento de sus variables de estado [3], siendo estas necesarias para la realización del control el cual a través de la retroalimentación del sistema permite una salida más estable, eliminando al máximo los posibles picos y tiempos largos de establecimiento que se dan por la naturaleza de los elementos que lo conforman [5] ahora bien, su análisis externo es un complemento primordial de la simulación desarrollada del convertidor debido a que por más casos que se implementen ninguno de estos podrá decir a ciencia cierta lo que se sucedería en el mundo real.

El motivo anteriormente mencionado es el principal punto para llevar a cabo la construcción del convertidor, en este no solo los estudiantes podrán observar el comportamiento del convertidor tipo Cuk en lazo abierto y cerrado para un solo punto, sino que también podrán variar los elementos principales del sistema como lo son inductancia, capacitancia, resistencia de carga, ciclo de trabajo y frecuencia, todo esto con el fin de que el estudiante pueda analizar y concluir por el mismo sobre el comportamiento real del dispositivo.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo general

Modelar y construir un convertidor DC/DC tipo Cuk para estudio en el laboratorio con control en lazo abierto y cerrado.

1.3.2 Objetivos específicos

- Documentar el estado del arte con respecto al tema de estudio.
- Modelar y simular el circuito de pulsos para la activación del Mosfet.
- Modelar y simular el circuito de potencia en conjunto con el circuito de pulsos.
- Modelar y simular el circuito de control en lazo cerrado.
- Simular el comportamiento del convertidor y la eficacia del controlador ante diferentes perturbaciones y condiciones de operación.
- Construcción del convertidor DC/DC tipo Cuk.
- Pruebas en el laboratorio para comparar datos reales con simulación.

1.4 Alcance

El poder reunir la práctica con la teoría es el ideal en cualquier ámbito de la ingeniería. En este caso se reúnen ambos casos para la electrónica de potencia y el control por medio de un circuito físico de un convertidor DC/DC tipo Cuk con control el lazo abierto y cerrado, estas no son las únicas ventajas que el convertidor posee, ya que también es posible adquirir los datos más relevantes de cada uno de los elementos que lo conforman con el fin de poder reforzar el conocimiento adquirido en cada área.

1.5 Estructura de la tesis

Este proyecto pretende llevar a cabo actividades que permitan comprender mejor la importancia tanto de la electrónica de potencia como del control en los diferentes campos de la industria y la ingeniería eléctrica, para ello se realiza el modelo de un convertidor DC/DC tipo Cuk con control en lazo abierto y cerrado. El documento se divide en 5 capítulos así: En el primer capítulo se realiza una breve introducción al campo de la electrónica de potencia, específicamente a los convertidores DC/DC, en el segundo capítulo se hace una introducción al convertidor tipo Cuk, su historia, su funcionamiento, su teoría, sus formas de onda y ecuaciones, en el tercer capítulo se realiza el diseño del convertidor tipo Cuk, es decir, se estudian los elementos del sistema para la selección de los más apropiados y sus respectivos valores para un correcto y eficiente funcionamiento, para que luego en el capítulo cuarto, una vez diseñado y construido el convertidor se proceda a realizar las diferentes pruebas en lazo abierto y cerrado con el fin de comparar los resultados con los datos teóricos procedentes de las simulaciones; para finalizar, el capítulo cinco presenta las conclusiones y recomendaciones acerca del trabajo.

1.6 Metodología

Este proyecto en su totalidad se divide en 6 actividades distintas pero dependientes una de la otra. En la primera actividad se realiza el estudio detallado del funcionamiento y la estructura básica del convertidor DC/DC tipo Cuk, además se estudian sus diferentes modos de conducción y la mejor técnica de control a usar sobre él. En la segunda actividad se modela y diseña el convertidor DC/DC tipo Cuk en base a los estudios realizados en el estado del arte. En la tercera actividad se simula el circuito modelado con sus respectivos controles en lazo abierto y cerrado, y con diferentes tipos de perturbaciones con el fin de analizar la eficacia del conjunto. En la cuarta actividad se realiza el diseño de la caja donde irá el

convertidor con sus respectivos elementos, además de las entradas y salidas, y para culminar se procederá a ensamblar todo el módulo. En la quinta actividad se realizan pruebas en el laboratorio para comparar los datos obtenidos en la simulación con los entregados por el prototipo. En la sexta y última actividad se realiza la documentación de del trabajo hecho y se muestran los resultados obtenidos con sus debidas conclusiones.

2. MODELO DE UN CONVERTIDOR DC/DC TIPO CUK

2.1 Introducción

El convertidor Cuk en particular ha sido usado para proyectos como la corrección del factor de potencia para cargadores de baterías de carros eléctricos, estos EV son una tendencia que nivel a mundial han presentado gran acogida y a diferencia de los autos convencionales donde se creía que el motor era lo más importante, en los EV la batería es la que entra a jugar el papel principal ya que estas son las encargadas de almacenar la energía eléctrica para luego transformarla en energía mecánica, a pesar de que lo más común es usar convertidores elevadores para la realización de la PFC, esta aplicación en particular se le ha ido otorgando al Cuk gracias a que brinda la posibilidad de tener en la salida valores de tensión menores o mayores a la entrada [6]. También ha sido usado en la conexión de sistemas fotovoltaicos conectados a la red, ya que presenta la enorme ventaja frente a los otros convertidores de poseer la conexión entre la entrada y la carga sólo a través de un condensador lo que hace que el sistema sea más eficiente y presente una menor cantidad de pérdidas [7]. La topología del convertidor Cuk se ha considerado la topología óptima por poseer corriente de entrada no pulsante, corriente de salida no pulsante, elementos de almacenamiento mínimos, número de interruptor mínimo y alta densidad de almacenamiento de energía utilizando un condensador en lugar de un inductor, que puede funcionar como convertidor ascendente o descendente, esto hace que sea uno de los favoritos a la hora de realizar controles.

El circuito convertidor DC/DC tipo Cuk fue desarrollado por Slobodan Cuk del California Institute of Technology. Este tipo de convertidor posee una gran diferencia respecto a los otros convertidores DC/DC que existen y esta es el uso de un capacitor en lugar de una inductancia para el almacenamiento de la energía, lo que mejora la relación entre energía almacenada y tamaño del circuito. La configuración básica del convertidor tipo Cuk se desprende del funcionamiento conjunto de los convertidores Boos y Buck como se muestra en la figura 2.1, también el convertidor Cuk se destaca por no poseer aislación entre la entrada y la salida por lo que la inductancia $L1$ se emplea como filtro de entrada y los elementos $L2C2$ como filtro de salida, el elemento encargado del almacenamiento y transferencia de energía es el condensador $C1$, tal como se muestra en la figura 2.2.

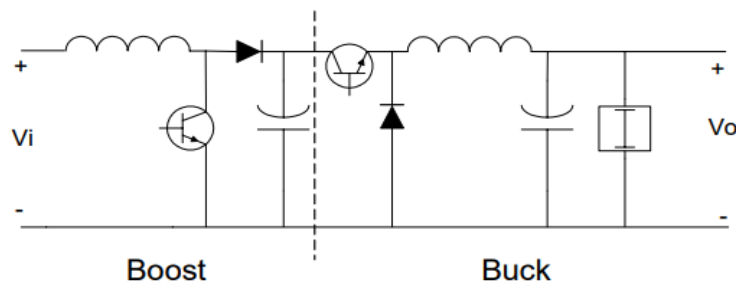


Figura 2.1 Configuración base el convertidor Cuk [8].

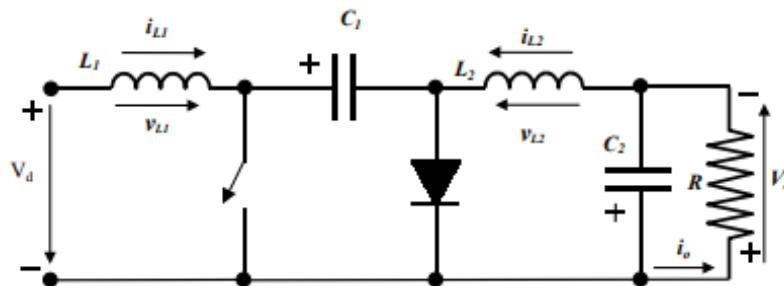


Figura 2.2 Configuración del convertidor Cuk [13].

En la figura 2.2 se puede observar que la salida del convertidor posee signo opuesto a la entrada lo cual es una característica básica de los convertidores elevadores/reductores [8]. Este convertidor como todo convertidor DC/DC posee dos tipos de funcionamiento conocidos como conducción en modo continuo y discontinuo, para estos modos de conducción se deben tener en cuenta las siguientes condiciones [9,10]:

- El elemento de conmutación (Mosfet) opera como un switch ideal a una frecuencia f , éste puede pasar instantáneamente de un estado ON (Conducción) a un estado OFF (Corte).
- Existen tiempos entre el paso de estado ON a OFF, al tiempo de conducción se le denomina T_{on} o DT y el tiempo OFF se le denomina $(T - T_{on})$ o $(1 - D)T$, siendo T el período. La relación entre T_{on} y T se le denomina ciclo de trabajo (D).
- Las inductancias nunca alcanzan su punto de saturación, por ende, al encontrarse sometidas a tensiones continuas, su corriente crece o decrece linealmente, y además se asume que su resistencia interna es despreciable.
- Las inductancias almacenan energía cuando se encuentran conectadas a la red y la retornan cuando se desconectan, siendo ambas de igual magnitud sumando así cero su valor medio.
- La tensión de salida se considera constante.
- Para el caso del convertidor Cuk se considera que la tensión en $C1$ es constante.

El diseño del convertidor Cuk en lazo abierto se realiza a través del análisis de cada uno de sus modos de conducción con el fin de calcular el valor óptimo de los elementos a usar, específicamente se tienen tres características indispensables para el diseño en lazo abierto: elección del modo de operación, rizado permitido de corriente en entrada y salida y rizado en la tensión de la salida, una vez se tengan definidas, por medio de las ecuaciones que caracterizan los puntos de operación se calculan los valores de capacitancia, inductancia y resistencia requeridos [9,10]; para su diseño en lazo cerrado existen un sin número de técnicas de control, unos se basan en las ecuaciones de estado establecidas y en el análisis de estabilidad; otros usan métodos de la estabilización lineal, esta se utiliza para el diseño de estabilización no lineal proporcional de los controles internos los cuales se ajustan a un punto fijo constante de referencia, el diseño se realiza fuera de la base de datos del ámbito de aplicación de Ziegler-Nichols método aplicado a la familia de los modelos de transferencia de tiempo transferidos de la conversión, parametrizado por constantes de equilibrio de los

valores del PWM controlado de control [11]. Otras técnicas de control se basan en la lógica difusa (fuzzy logic), esta es una técnica matemática que permite plantear proposiciones de tipo lógico para caracterizar estados o escenarios definidos, la lógica difusa puede establecer más estados diferentes a referencias meramente absolutas. La lógica difusa ha mostrado buenos resultados en la caracterización y resolución de problemas que con técnicas tradicionales no podían ser resueltos [12].

2.2 Modo de conducción continua (MCC) del convertidor tipo Cuk [15]

El convertidor Cuk suministra una tensión de salida que puede ser menor, igual o superior a la tensión de alimentación con una característica especial y es que la tensión de salida es de polaridad inversa a la de entrada como se muestra en la figura 2. El funcionamiento básico del convertidor Cuk comienza cuando el interruptor (Mosfet) se cierra T_{on} , en ese instante la fuente de alimentación V_d se conecta directamente a la bobina L_1 esto es causante de que el diodo quede polarizado inversamente provocando así que la corriente que pasa por la bobina L_1 aumente de forma lineal. Una vez transcurrido este tiempo el interruptor se abre T_{off} , causando que la energía almacenada en L_1 junto con la proveniente de la entrada de transfiere al condensador C_1 . Cabe resaltar que durante el período en el que el interruptor se encuentra abierto la fuente de alimentación no suministra energía a la salida y, ya que el diodo se comporta como un cortocircuito, esto permite que por la bobina L_2 circule la corriente hacia el condensador C_2 y la carga R. Las topologías y formas de onda correspondientes a los periodos de tiempo T_{on} y T_{off} se muestran en las figuras 2.3, 2.4 y 2.5 respectivamente.

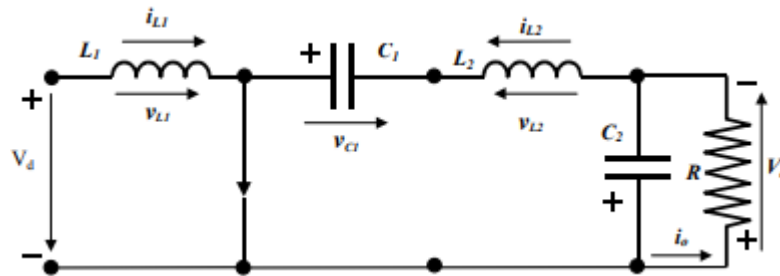


Figura 2.3 Topología del convertidor Cuk durante el periodo T_{on} [13].

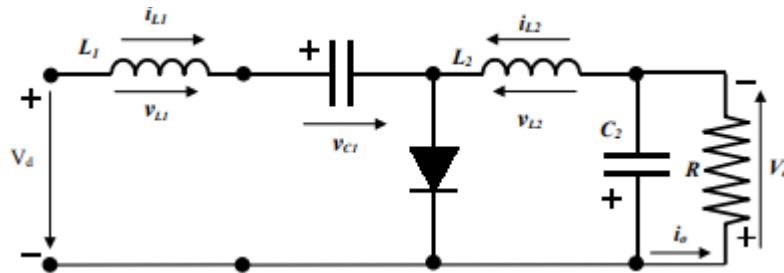


Figura 2.4 Topología del convertidor Cuk durante el periodo T_{off} [13].

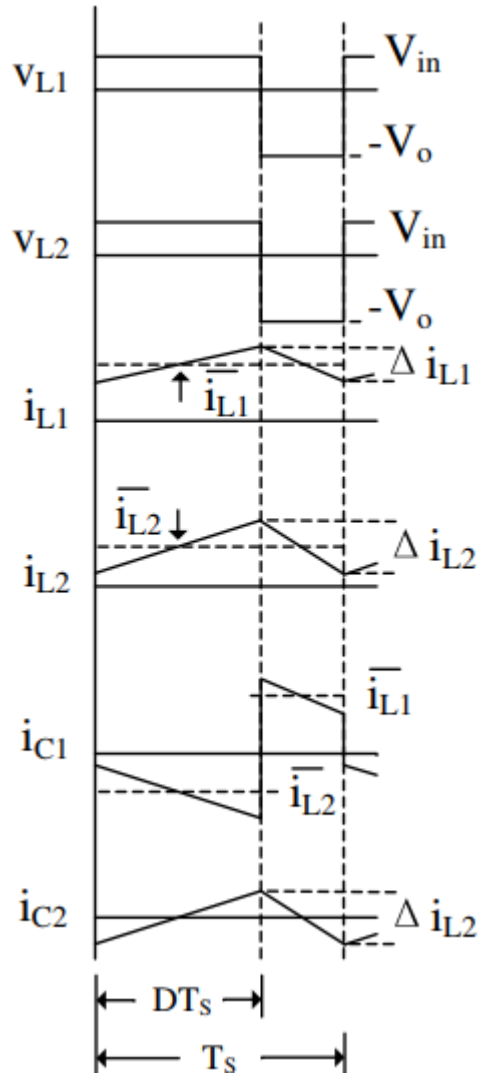


Figura 2.5 Formas de onda en los diferentes elementos del convertidor Cuk en MCC [14].

2.2.1 Ecuaciones en MCC del convertidor tipo Cuk [16]

Las siguientes ecuaciones representan la topología del convertidor Cuk en modo de conducción continua.

Durante el periodo de tiempo T_{on} , el diodo no conduce, por lo tanto:

$$V_{L1} = V_d \quad (2.1)$$

$$V_{L2} = V_{C1} - V_o \quad (2.2)$$

Como consecuencia de esto el valor de la variación de corriente que pasa por las inductancias es:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_d}{L_1} DT \quad (2.3)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{C1} - V_0}{L_2} DT \quad (2.4)$$

Durante el periodo de tiempo T_{on} , el diodo conduce, por lo tanto:

$$V_{L1} = V_d - V_{C1} \quad (2.5)$$

$$V_{L2} = -V_0 \quad (2.6)$$

Como consecuencia de esto el valor de la variación de corriente que pasa por las inductancias es:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_d - V_{C1}}{L_1} (1 - D)T \quad (2.7)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{-V_0}{L_2} (1 - D)T \quad (2.8)$$

Una vez obtenidos los valores de la variación de la corriente en cada una de las inductancias y teniendo en cuenta que $\Delta I_L = I_{Lm\acute{a}x} - I_{Lm\acute{i}n}$, los valores máximos y mínimos de la corriente por las bobinas son:

$$I_{L2m\acute{a}x} = I_{L2} + \left| \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right| \quad (2.9)$$

$$I_{L2m\acute{i}n} = I_{L2} - \left| \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right| \quad (2.10)$$

$$I_{L2} = I_o = \frac{V_0}{R} \quad (2.11)$$

Sustituyendo (2.8) y (2.11) en (2.9) y (2.10) se obtiene el valor máximo y mínimo de corriente por la bobina L_2 .

$$I_{L2m\acute{a}x} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_0}{2L_2} (1 - D)T \quad (2.12)$$

$$I_{L2m\acute{i}n} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_0}{2L_2} (1 - D)T \quad (2.13)$$

Así mismo, para la bobina L_1 se tiene que los valores máximos y mínimos de corrientes son:

$$I_{L1_{\max}} = \frac{DV_o}{(1-D)R} + \frac{V_d}{2L_1}DT \quad (2.14)$$

$$I_{L1_{\min}} = \frac{DV_o}{(1-D)R} - \frac{V_d}{2L_1}DT \quad (2.15)$$

Aplicando balance de *volt-second* a los inductores se obtiene [3]:

$$V_{C1} = \frac{V_d}{1-D} \quad (2.16)$$

$$V_{C2} = V_o = -\frac{D}{1-D}V_d \quad (2.17)$$

Para garantizar el MCC la corriente promedio que pasa por los inductores debe ser mayor que la mitad de la variación de la corriente, teniendo esto en cuenta los valores mínimos de inductancia para las bobinas son:

$$L_{1_{\min}} = \frac{(1-D)^2 R}{2Df} \quad (2.18)$$

$$L_{2_{\min}} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.19)$$

El convertidor tipo Cuk sostendrá su MCC mientras que $L_1 \gg L_{1_{\min}}$ y $L_2 \gg L_{2_{\min}}$.

Los capacitores C_1 y C_2 se obtienen asumiendo que son capacitores ideales, así:

$$C_2 \geq \frac{(1-D)}{8L_2 f^2 \frac{\Delta V_o}{V_o}} \quad (2.20)$$

$$C_1 \geq \frac{DV_o}{f \Delta V_{C1} R} \quad (2.21)$$

2.3 Modo de conducción discontinuo (MCD) del convertidor tipo Cuk [17]

Este modo de conducción tiene sus bases en la corriente que pasa a través de los inductores del convertidor especialmente en el inductor L_2 (Para el inductor L_1 el análisis es exactamente similar). Cuando otros convertidores como el Boost o Buck se encuentran en el modo de conducción discontinua sucede que la corriente que pasa por el inductor durante el periodo T_{off} es cero, mientras que en el convertidor Cuk la corriente por el inductor se puede revertir, provocando así que en el MCD el convertidor cuk posea más situaciones que cuando está en MCC.

La situación adicional en el MCD se da cuando la inductancia L_2 al principio del periodo T_{off} tiene un valor de corriente cero y luego disminuye su valor por debajo de cero hasta que la corriente que pasa por el diodo llega a cero, cuando el diodo vuelve a conducir la corriente que pasa por la inductancia aumenta de nuevo su valor, lo que crea una parte plana por debajo de cero en la corriente de la inductancia conocida como I_{Lo} tal como se muestra en la figura 2.6.

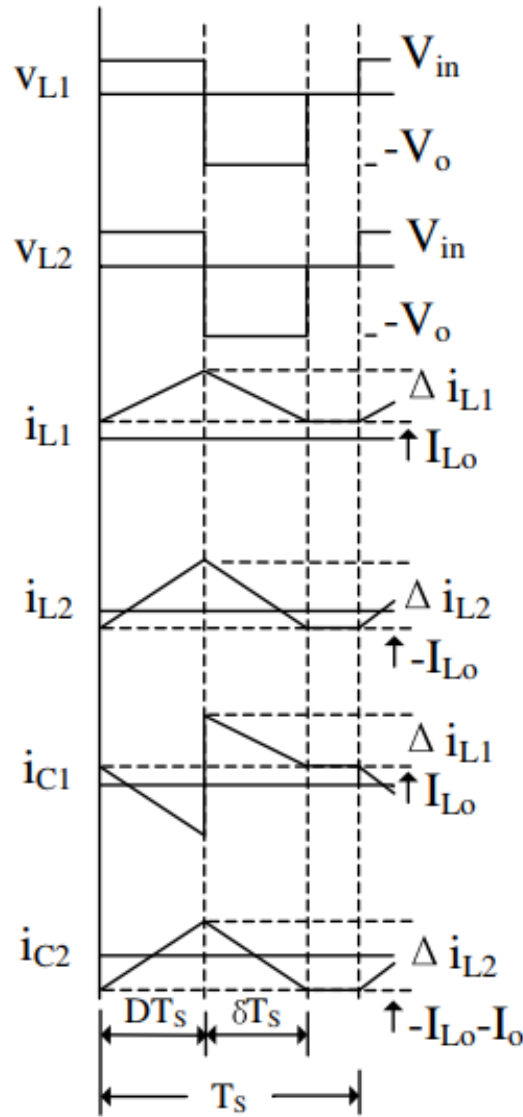


Figura 2.6 Formas de onda en los diferentes elementos del convertidor Cuk en MCD [14].

2.3.1 Ecuaciones en MCD del convertidor tipo Cuk [17]

La parte plana que se presenta en las formas de onda de la corriente que pasa por las inductancias L_1 y L_2 conocida como I_{Lo} se expresa como:

$$I_{Lo} = \frac{V_{in}DT \left(\frac{D}{L_2} - \frac{\alpha}{L_1} \right)}{2} \quad (2.22)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{2L_{12}}{RT}} \quad (2.23)$$

$$L_{12} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.24)$$

Como dato adicional, las variaciones de tensión en los condensadores son:

$$\Delta V_{C1} = \frac{DT \Delta I_{L2}}{2C_1} \left(\frac{\Delta I_{L2} - I_{Lo}}{\Delta I_{L2}} \right)^2 \quad (2.25)$$

$$\Delta V_{C2} = \frac{(D + \alpha)T \Delta I_{L2}}{2C_2} \left(\frac{\Delta I_{L2} - I_{Lo} - I_o}{\Delta I_{L2}} \right)^2 \quad (2.26)$$

$$V_{C1} = V_{in} + V_o \quad (2.27)$$

$$V_{C2} = V_o \quad (2.28)$$

2.4 Modulación por ancho de pulso (PWM-PulseWidth Modulation) [18]

Una señal de modulación por ancho de pulso PWM es una forma de generar una señal análoga a través de una fuente digital. Una señal PWM consta de dos elementos principales que definen como será su comportamiento estos son: el ciclo de trabajo (D) y la frecuencia (f). El ciclo de trabajo (D) describe la cantidad de tiempo que la señal estará en un estado alto o de encendido (T_{on}), siendo este tiempo un porcentaje del total que tarda para completar un ciclo. La frecuencia por otra parte es la que determina el tiempo en que un ciclo es completado, es decir, 1000Hz serían 1000 ciclos en un segundo. Al poner en estado ON y OFF una señal como la PWM a una velocidad tan rápida y con un ciclo de trabajo determinado la salida parecerá poseer una señal análoga de tensión constante cuando se alimenta cualquier tipo de carga.

La modulación por ancho de pulso PWM basada en portadora es una de las técnicas más comúnmente usadas. Esta técnica consta de comparar las amplitudes de una señal de alta frecuencia denominada portadora con una señal de baja frecuencia denominada moduladora.

La señal portadora generalmente es periódica y su frecuencia se define por las condiciones deseadas en la etapa de potencia, es decir, bajos niveles de pérdida de conmutación o por la

velocidad de conmutación permitida por los semiconductores, la forma más común de esta señal portadora es la diente de sierra de pendiente positiva. Cuando la diente de sierra es de pendiente positiva el control se realiza sobre el flanco de bajada de la señal, a esta técnica se le conoce como *Trailing Edge PWM* [19] y como consecuencia de esto los pulsos resultantes están alineados a la izquierda como se muestra en la figura 2.7.

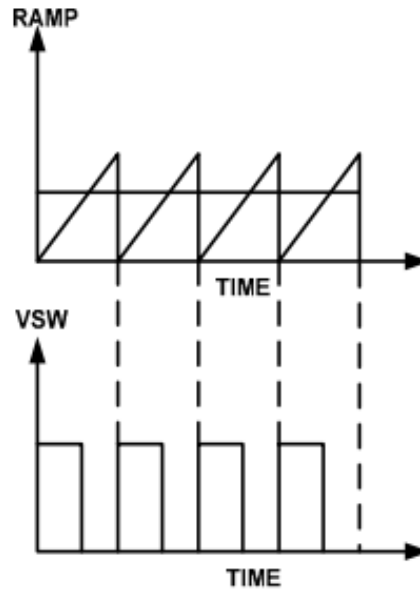


Figura 2.7 Modulación por medio de la técnica Trailing Edge PWM [19].

La señal moduladora, también conocida como la señal de referencia, es aquella que posee la amplitud, frecuencia y fase deseados. Comúnmente se usan una señal de referencia DC, pero en algunas aplicaciones se usan señales sinusoidales como moduladoras.

Otra variable importante en la modulación PWM es el índice de modulación de amplitud (M), este índice representa la relación que existe entre la amplitud de la moduladora y la amplitud de la portadora, es decir, expresa el nivel máximo de utilización de la señal DC resultante.

3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC/DC TIPO CUK

3.1 Circuito generador del PWM [20]

La generación de la señal PWM necesaria para la activación del interruptor (Mosfet) del convertidor tipo Cuk se realiza por medio del circuito integrado UC3823BDW el cual es un *High-Speed PWM Controller* desarrollado por la *Texas Instruments* (TI), su distribución de pines puede observarse en la figura 3.2.

El UC3823BDW es una versión mejorada de la familia estándar UC3823 y UC3825 de la TI, dentro de las principales características y mejoras se encuentran:

- Compatible con los métodos de control de modo voltaje o modo corriente.
- Operación óptima en aplicaciones con frecuencias hasta 1MHz.
- *Delay* de propagación en la salida de 50 ns.
- 2 salidas de alta corriente de doble tótem (2A Pico).
- Corriente de descarga del oscilador de 10mA para un control preciso del tiempo muerto.
- La corriente de suministro de arranque típicamente es 100 μ A, es ideal para aplicaciones fuera de línea.
- Comparador de limitación de corriente pulso a pulso.
- Comparador de sobrecorriente bloqueado con reinicio de ciclo completo.

El oscilador del UC3823BDW es una forma de onda diente de sierra de pendiente positiva la cual es generada internamente por el integrado como se muestra en la figura 3.1, su flanco ascendente depende de la corriente controlada por medio del pin 5 (R_T) y la capacitancia del pin 6 (C_T) según el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.2.

El valor de R_T depende del ciclo de trabajo máximo ($D_{m\acute{a}x}$) y se calcula así:

$$R_T = \frac{3V}{(10mA)(1 - D_{m\acute{a}x})} \quad (3.1)$$

El valor de C_T es aquel que determina la frecuencia con la cual oscilará la onda diente de sierra y se calcula así:

$$C_T = \frac{1.6D_{m\acute{a}x}}{(R_T)f} \quad (3.2)$$

Para la aplicación específica del diseño de un convertidor tipo Cuk como circuito de potencia, se configuró el circuito UC3823BDW con control de modo voltaje de la siguiente manera:

- En lugar de una resistencia R_T de valor fijo se usa un potenciómetro de 50 k Ω . El punto medio y uno de los extremos del potenciómetro se cortocircuitan y ubican en serie con una resistencia de 2,2 k Ω conectada al pin 5, el otro extremo del potenciómetro se conecta a tierra, todo con el fin de variar la frecuencia entre el valor mínimo y máximo dado por C_T .
- El valor del capacitor C_T ubicado en el corto entre los pines 6 y 7 (Control de modo voltaje) se obtuvo experimentalmente ya que su calculo por ecuación esta basado en valores fijos y lo que se desea es poder modificar ciertas características como ciclo de trabajo (D) y la frecuencia de la señal PWM. Con un valor de capacitancia de 820 pF se pudo obtener un rango de frecuencia entre 20 kHz y 400 kHz.

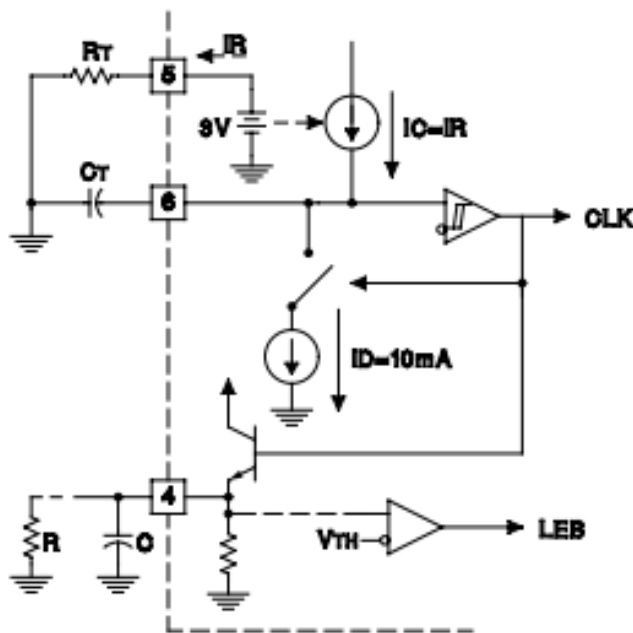


Figura 3.1 Generación del oscilador diente de sierra en el UC3823BDW.

- Para efectos de variación del ciclo de trabajo (D) se usa un potenciómetro de 10 k Ω . El punto medio del potenciómetro va conectado al pin 2, mientras que uno de los extremos va en serie con una resistencia de 1 k Ω conectada en el pin 16 y el otro extremo a una resistencia de 10 k Ω conectada a tierra. Esta configuración tiene como fin poder variar y comparar la tensión de referencia interna (5.1V) del integrado, presente en el pin 16, con la onda diente de sierra presente en el corto entre los pines 6 y 7.
- Los pines 13 y 15 son cortocircuitados y alimentados con una tensión que puede ir entre 10V y 16V, esta tensión no sólo alimenta el circuito integrado, sino que también determina la tensión de salida de los pulsos de la señal PWM.
- Los pines 10 y 12 son cortocircuitados y conectados directamente a tierra.
- Entre los pines 1 y 3 se ubica un paralelo RC con $R = 68 \text{ k}\Omega$ y $C = 10 \text{ nF}$.

Se hace uso del UC3825A que es un equivalente del UC3823 ya que el software no posee este.

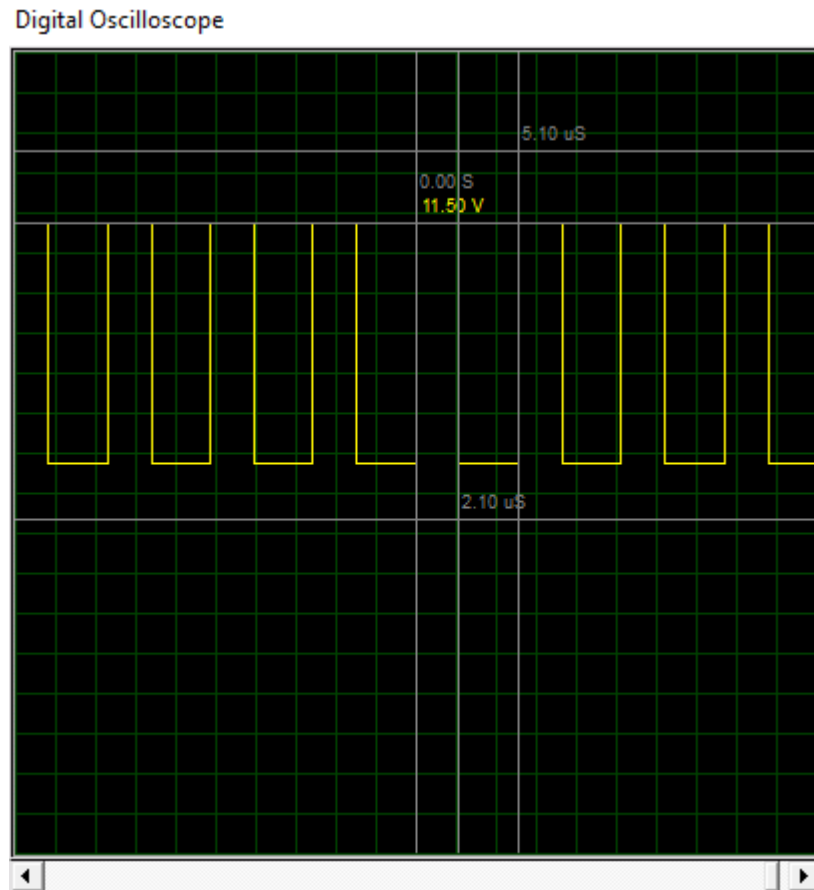


Figura 3.4 Señal PWM resultante del circuito UC3823BDW.

En la figura 12 se puede apreciar que la tensión de los pulsos es de 11,50V cuando es alimentado con 12V, su frecuencia es de aproximadamente 196 kHz y su ciclo de trabajo es de 41,18%.

3.2 Circuito de potencia del Convertidor tipo Cuk

En la tabla 2.1 se muestran los parámetros bajo los cuales se realiza el montaje del convertidor tipo Cuk, estos parámetros están basados en las ecuaciones del convertidor tipo Cuk en MCC.

El Mosfet y el diodo se han elegido bajo las necesidades de máxima eficiencia y las restricciones presentes en el convertidor como corriente máxima, tensión de salida invertida, frecuencia de conmutación y temperatura.

Tabla 3.1 Parámetros del Convertidor tipo Cuk.

Parámetro	Valor/Referencia
Tensión de alimentación (V_{IN})	[10-14]V
Frecuencia (f)	[20 – 400] kHz
Ciclo de trabajo (D)	[10 – 98] %
Carga (R_1)	100 Ω
Inductancia (L_1)	100mH
Inductancia (L_2)	100mH
Condensador (C_1)	22 μ F
Condensador (C_2)	100 μ F
Diodo	UGF12JT
Interruptor (Mosfet)	IRFZ44N
Perturbaciones (R_2 y R_3)	[133 y 82] Ω

3.2.1 Fundamentos del circuito de potencia

- La frecuencia es una variable que afecta notablemente el funcionamiento de los elementos presentes en el circuito de potencia. Si la frecuencia es muy alta, los valores de las inductancias y los condensadores disminuyen ya que estos poseen una dependencia inversa, también las altas frecuencias producen que las pérdidas de potencia en el Mosfet aumenten, provocando que se aumente el calor emitido por este y por ende su correcto funcionamiento.
- El valor de inductancia de las bobinas L_1 y L_2 es mucho más grande que su valor teórico mínimo ($L_{1min} = 417 \mu H$, $L_{2min} = 834 \mu H$) con el fin de garantizar el correcto funcionamiento en MCC.
- El condensador C_2 es calculado para limitar el rizado de la tensión de salida en 0.1% idealmente.
- Se selecciona un diodo ultra rápido de alto voltaje debido a las altas corrientes que se pueden presentar en el circuito, además de su alto tiempo de recuperación.
- El interruptor (Mosfet) es seleccionado por su baja resistencia y su rápida conmutación, lo que lo hace un elemento extremadamente eficiente y fiable.
- La temperatura es un factor que no debe ser superado ya que afecta el rendimiento del convertidor.

3.3 Montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk

El montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk se realiza en una caja rectangular deacrílico negro, se usa este material ya es aislante y por lo tanto no afectará el funcionamiento del convertidor y sus elementos, en las figuras 3.5,3.6 y 3.7 se puede apreciar su disposición.

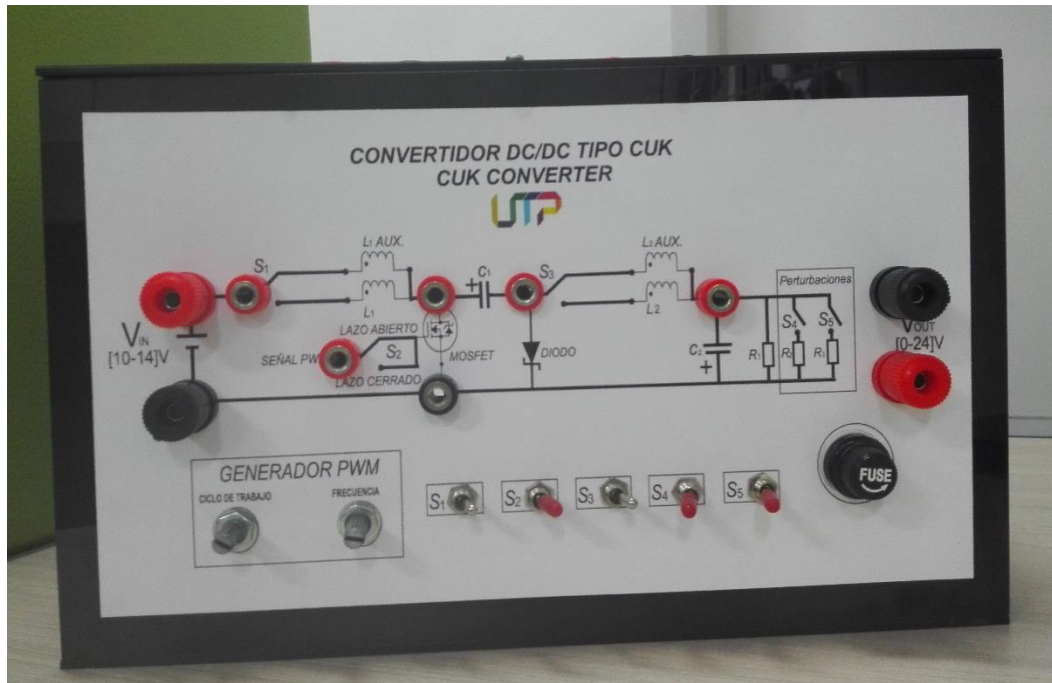


Figura 3.5 Parte frontal del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk

El montaje se dispone así:

- Dos potenciómetros, uno para variar la frecuencia y otro para variar el ciclo de trabajo.
- Cinco suiches, dos encargados de seleccionar si se desea trabajar con las inductancias internas o si se desea conectar inductancias de otros valores externamente por medio de los bornes L_1Aux o L_2Aux , uno encargados de permitir el cambio de lazo cerrado o lazo abierto y dos encargados de entrar perturbaciones a la carga R_1 .
- Diez bornes en la parte delantera, dos encargados de la alimentación del circuito y dos encargados de obtener la tensión de la salida de la carga, los otros 6 se ubican de tal forma que se pueda obtener la tensión, corriente o gráficas en los elementos que conforman el convertidor.
- Un fusible que encarga de proteger el circuito de una corriente mayor a 2A.

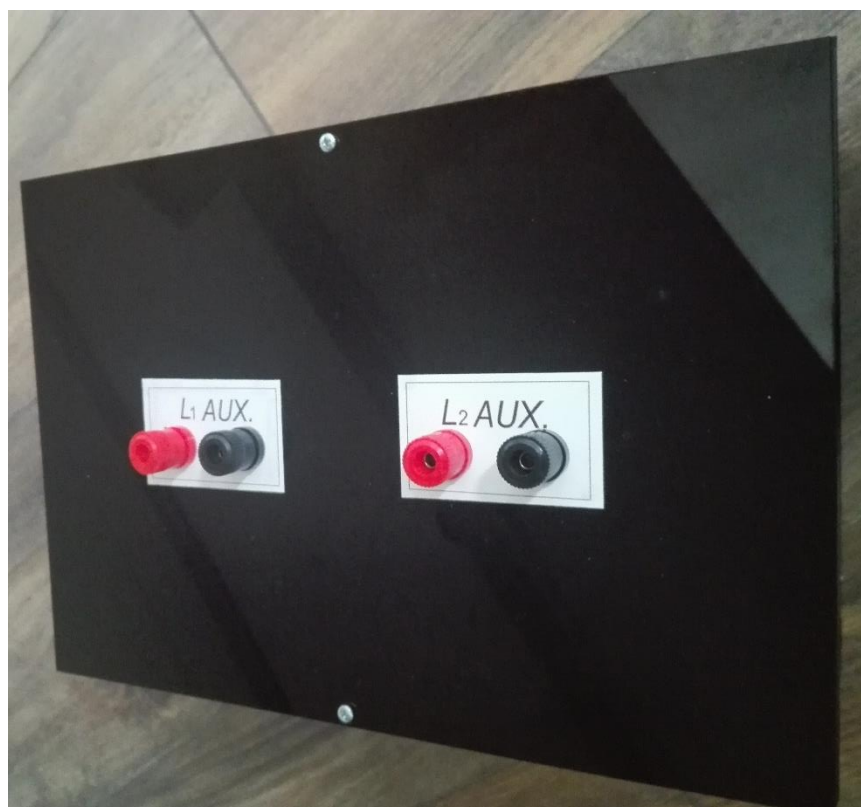


Figura 3.6 Parte superior del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.



Figura 3.7 Parte posterior del montaje del convertidor DC/DC tipo

4. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL CONVERTIDOR DC/DC TIPO CUK

Una vez realizado el análisis detallado del modelo del convertidor tipo Cuk y su respectivo montaje, se procede a probar dicho convertidor en el laboratorio de electrónica del edificio de ingeniería eléctrica de la Universidad Tecnológica de Pereira. Las pruebas tienen como finalidad comparar los datos teóricos provenientes de las simulaciones con los datos prácticos obtenidos en el laboratorio tanto en control de lazo abierto como en control de lazo cerrado.

4.1 Control en lazo abierto

Con el fin de comprobar el comportamiento teórico-práctico del convertidor tipo Cuk se realizaron pruebas con variaciones tanto del ciclo de trabajo como de la frecuencia entregados por parte del circuito generador de la señal PWM integrado por el UC3823BDW. Los datos teóricos son obtenidos de la simulación realizada en Simulink el cual es un entorno de programación visual integrado en el software Matlab.

A continuación, se muestran las pruebas realizadas a la señal PWM obtenida del UC3823BDW con diferentes valores de ciclo de trabajo y frecuencia con el fin de mostrar como las altas frecuencias pueden afectar el correcto funcionamiento del generador y por ende del circuito de potencia.

La frecuencia base de estas pruebas es de 23.81 kHz como se aprecia en la figura 4.1, los ciclos de trabajo base son de 20%, 50%, 70% y 90%.

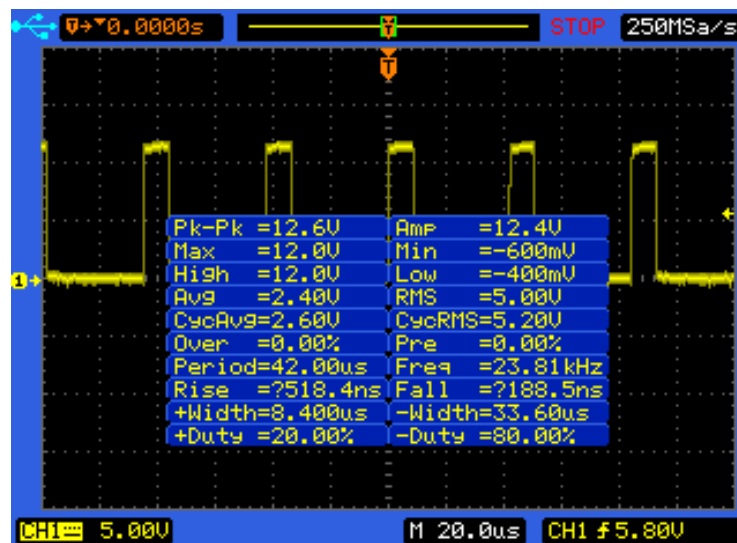


Figura 4.1 Señal PWM con D = 20% y f = 23.81 kHz.

Los resultados de variar la frecuencia base dejando de los ciclos de trabajo base constantes se pueden apreciar en la tabla 4.1, cabe resaltar que estos resultados se realizan al circuito generador de la señal PWM cuando este se encuentra sin carga alguna.

Tabla 4.1 Variación del ciclo de trabajo frente a cambios en la frecuencia.

D = 20%	
Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]
23.81	20.00
80.65	22.58
208.30	25.00
D = 50%	
Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]
23.81	50.00
80.65	51.80
208.30	52.45
D = 70%	
Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]
23.81	70.00
80.65	70.75
208.30	66.67
D = 90%	
Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]
23.81	90.00
80.65	90.48
208.30	95.45

Ahora, al integrar el circuito generador de la señal PWM con el circuito de potencia y realizar pruebas similares a las anteriormente presentadas esta vez enfocadas en la tensión de salida, por esto con las siguientes tablas se busca conocer cuál es el error relativo entre las medidas tomadas en el laboratorio y las obtenidas en la simulación las cuales se consideran medidas ideales. El error relativo porcentual se calcula como:

$$E_{rel} = \frac{|Valor_{real} - Valor_{práctico}|}{Valor_{real}} * 100\% \quad (4.1)$$

Tabla 4.2 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 10\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	10.38	1.027	1.287	20.20
30.12	9.64	1.039	1.188	12.54
40.32	9.68	1.062	1.186	10.45
50	10	1.056	1.133	6.79

Tabla 4.3 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 20\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	19.81	2.513	2.163	16.18
30.12	19.51	2.534	2.107	20.26
40.32	17.74	2.508	1.787	40.34
50	18	2.520	1.833	37.37

Tabla 4.4 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 30\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	29.52	4.501	4.221	6.63
30.12	28.92	4.499	4.078	10.32
40.32	27.42	4.435	3.730	18.90
50	27.45	4.417	3.737	18.19

Tabla 4.5 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 40\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	40.57	7.310	7.380	0.95
30.12	39.76	7.250	7.110	1.97
40.32	38.71	7.100	6.769	4.89
50	37.25	7.010	6.315	11.01

Tabla 4.6 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 50\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	50.32	10.750	11.330	5.12
30.12	48.78	10.560	10.600	0.37
40.32	48.39	10.310	10.430	1.15
50	46	10.120	9.404	7.61

Tabla 4.7 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 60\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	60.38	15.660	17.410	10.05
30.12	59.04	15.310	16.430	6.82
40.32	58.06	14.630	15.750	7.11
50	58	14.100	15.710	10.25

Tabla 4.8 Error relativo de la tensión de salida frente a cambios en la frecuencia con un $D = 70\%$

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%]	V_o Práctico [V]	V_o Teórico [V]	E_{rel} [%]
23.58	70.75	20.290	27.980	27.48
30.12	68.90	19.310	25.590	24.54
40.32	68.55	17.950	25.170	28.68
50	62.75	16.890	19.320	12.58

Las tablas de la 4.2 a la 4.8 muestran que para ciertos valores de ciclo de trabajo y frecuencia el error relativo es muy grande, esto se debe a que en la simulación los elementos son ideales por lo que no presentan pérdidas de ningún tipo, mientras que en la práctica se presentan pérdidas por varios factores como calor, frecuencia, etc. Además, no se pudo realizar el más la prueba ya que al llegar a un ciclo de trabajo cercano al 80% la corriente que pasa por el circuito es de aproximadamente 2A, por lo que la fuente que alimenta todo el sistema activa sus protecciones de sobrecorriente.

4.1.1 Formas de onda en lazo abierto

El comportamiento de los diferentes elementos del circuito de potencia en lazo abierto es mostrado a través de las siguientes formas de onda.

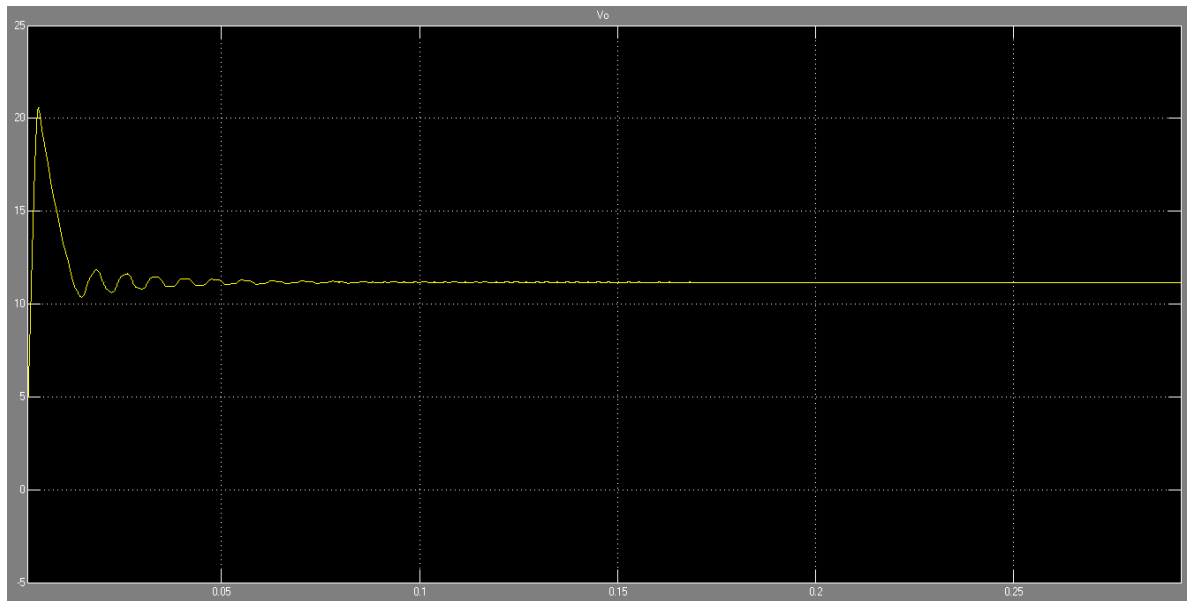


Figura 4.2 Tensión en la carga R y capacitor C_2 en lazo abierto con $D = 50\%$ y $f = 50$ kHz.

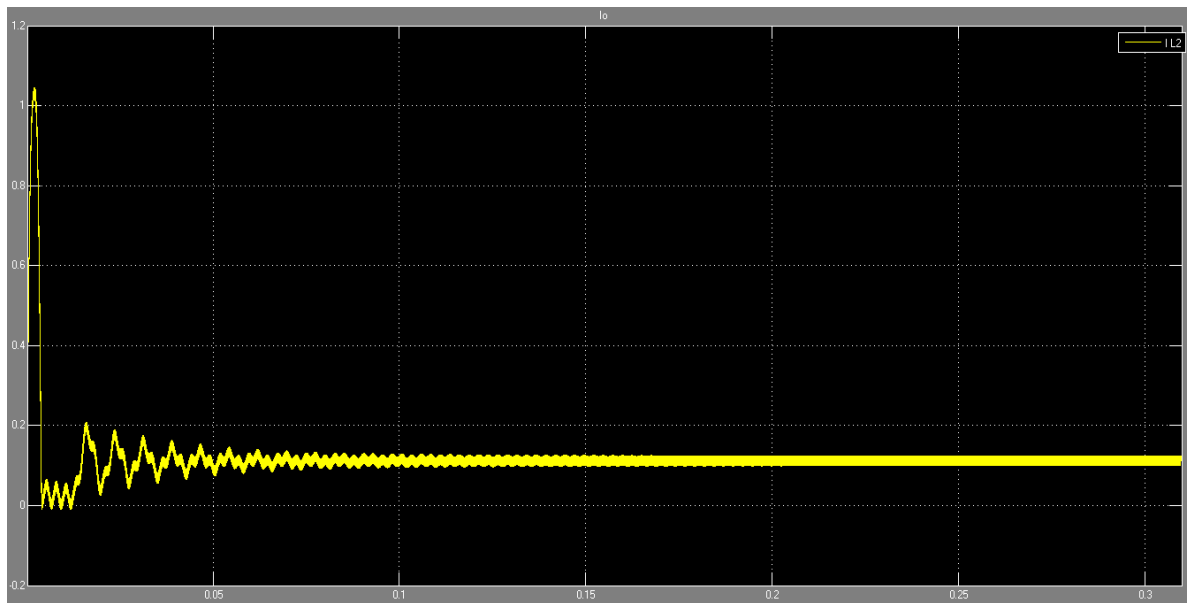


Figura 4.3 Corriente por la inductancia L_2 con $D = 50\%$ y $f = 50$ kHz.

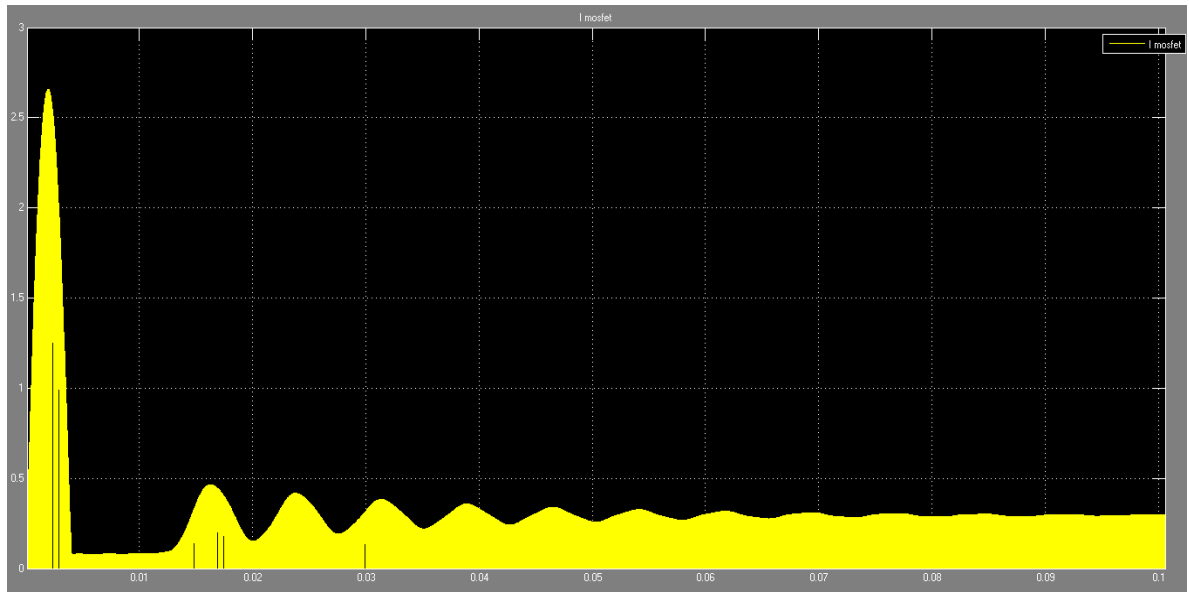


Figura 4.4 Corriente por el Mosfet con $D = 50\%$ y $f = 50 \text{ kHz}$.

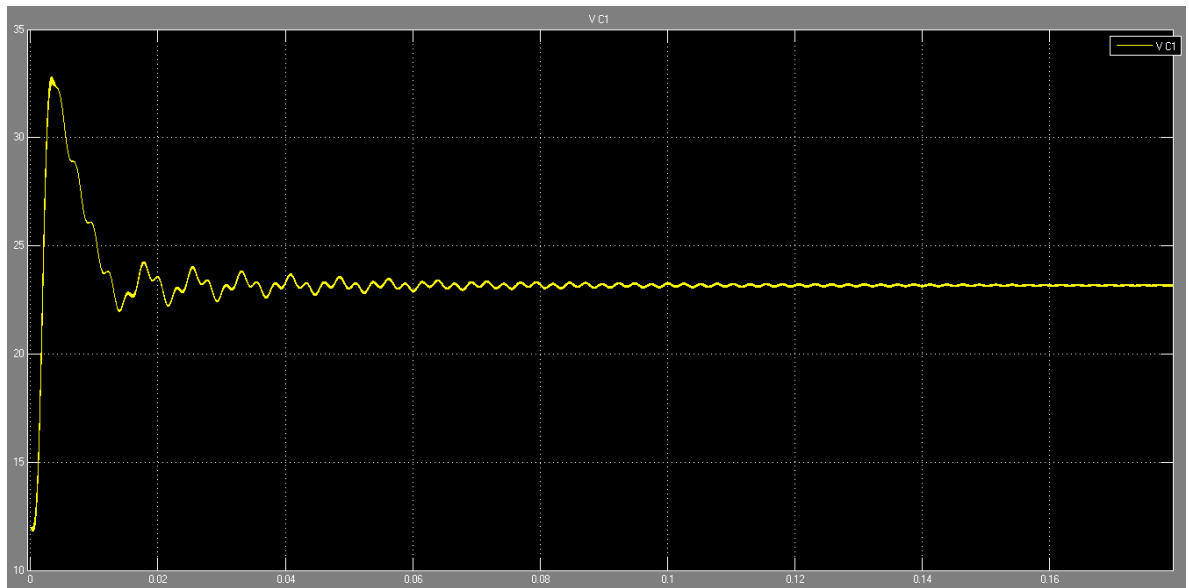


Figura 4.5 Tensión en el capacitor C_1 en lazo abierto con $D = 50\%$ y $f = 50 \text{ kHz}$.

Para los casos del Diodo y la inductancia L_1 tienen la misma forma de onda del Mosfet y la inductancia L_2 respectivamente, difiriendo claramente en las magnitudes.

Se puede apreciar en las figuras 4.2 a la 4.5 que todas las formas de onda presentan unos picos tanto de tensión como de corriente, para solucionar este problema de picos y tiempos de establecimiento es que se realiza el control en lazo cerrado de tipo PI, es decir, proporcional e integral.

4.2 Control en lazo cerrado

El control en lazo cerrado aplicado al convertidor DC/DC tipo Cuk es del tipo PI (Proporcional e integral) análogo. Este tipo de control es uno de los más usados en la industria y es una rama del control PID (Proporcional, integral y derivativo) la cual es una de las primeras técnicas de control que surgieron. Su principal función es la de mejorar la dinámica del sistema y reducir o eliminar el error en estado estacionario.

La etapa proporcional es la más básica del controlador ya que consiste en un amplificador con ganancia K_p la cual se encarga de aumentar la velocidad de respuesta y de reducir el error en estado estacionario del sistema. El principal componente de esta etapa son las resistencias R_1 y R_2 como se muestra en la figura 4.6.

La etapa integral tiene como principal función guardar un histórico de la magnitud del error con el fin de reducirlo o eliminarlo a través de su ganancia K_i . El principal componente de esta etapa es el condensador C , como se ve en la figura 4.6, ya que este es quien se encarga de guardar la magnitud del error, la resistencia R_2 también es importante porque en corriente directa es la que proporciona un camino de retroalimentación y además protege al amplificador de una posible saturación.

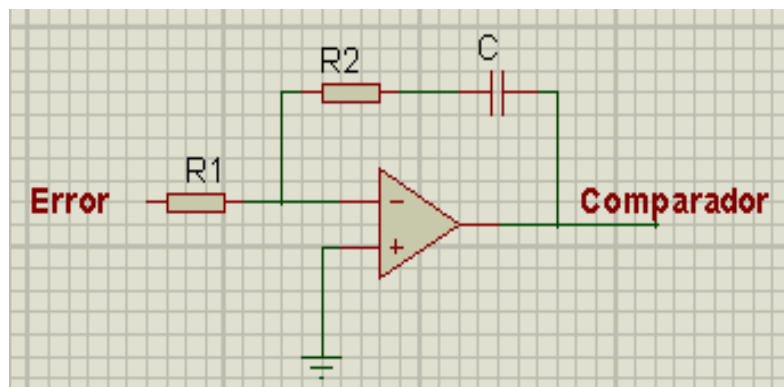


Figura 4.6 Control PI análogo usado en el convertidor Cuk.

La señal de error que se muestra en la figura 4.6 proviene de un amplificador restador el cual toma la señal de tensión de salida del convertidor Cuk y la resta con la señal de tensión de referencia. Esta señal de tensión de referencia es el valor que se desea haya en la carga por lo que si el controlador no está bien diseñado nunca se podrá lograr el correcto funcionamiento.

La salida del controlador va a un amplificador comparador que se encarga de comparar la señal de error tratada con una señal diente de sierra de pendiente positiva, todo con el fin de generar una señal PWM con el ciclo de trabajo necesario para general el valor de tensión de

referencia en la carga, mientras esto no se logre, el sistema se retroalimentará hasta que el error sea cero.

El funcionamiento óptimo de todo el sistema en conjunto depende totalmente del controlador, por lo que su cálculo debe ser lo más preciso posible. Muchos métodos se han diseñado para calcular los parámetros del control análogo PI, entre estos se destacan: Ziegler y Nichols, Tyreus y Luyben, Cohen y Coon, Kaya y Sheib. Los parámetros usados en el controlador mostrado en la figura 4.6 se calcularon en base al método de Ziegler y Nichols.

El método de Ziegler y Nichols permite ajustar el controlador de forma empírica, es decir, sin necesidad de conocer las ecuaciones del sistema a controlar. Los valores que se proponen en el método se obtienen mediante la repuesta del sistema a un escalón unitario como se muestra en la figura 4.7 [21].

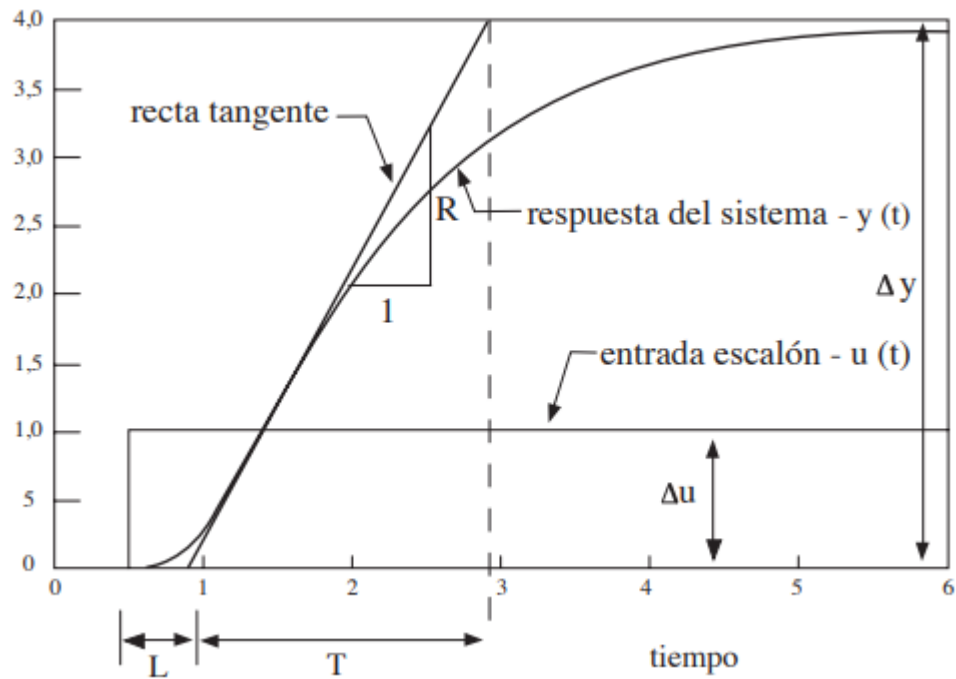


Figura 4.7 Método de Ziegler y Nichols.

El tiempo L mostrado en la figura 4.7 corresponde al tiempo muerto o tiempo en el que el sistema se tarda en responder ante la entrada del escalón unitario. El tiempo T es el tiempo de establecimiento e indica el tiempo en el cual la señal llega a su valor final.

Los valores de K_p y K_i usando el método de Ziegler y Nichols se calculan como:

$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} \quad (4.2)$$

$$K_i = \frac{L}{0.3} \quad (4.3)$$

Una vez obtenidos estos valores, los parámetros del controlador se calculan mediante:

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.4)$$

$$K_i = \frac{1}{R_1 C} \quad (4.5)$$

A continuación, se muestra el modelo completo del convertidor tipo Cuk con control en lazo cerrado simulado en el software *Proteus Design Suite*.

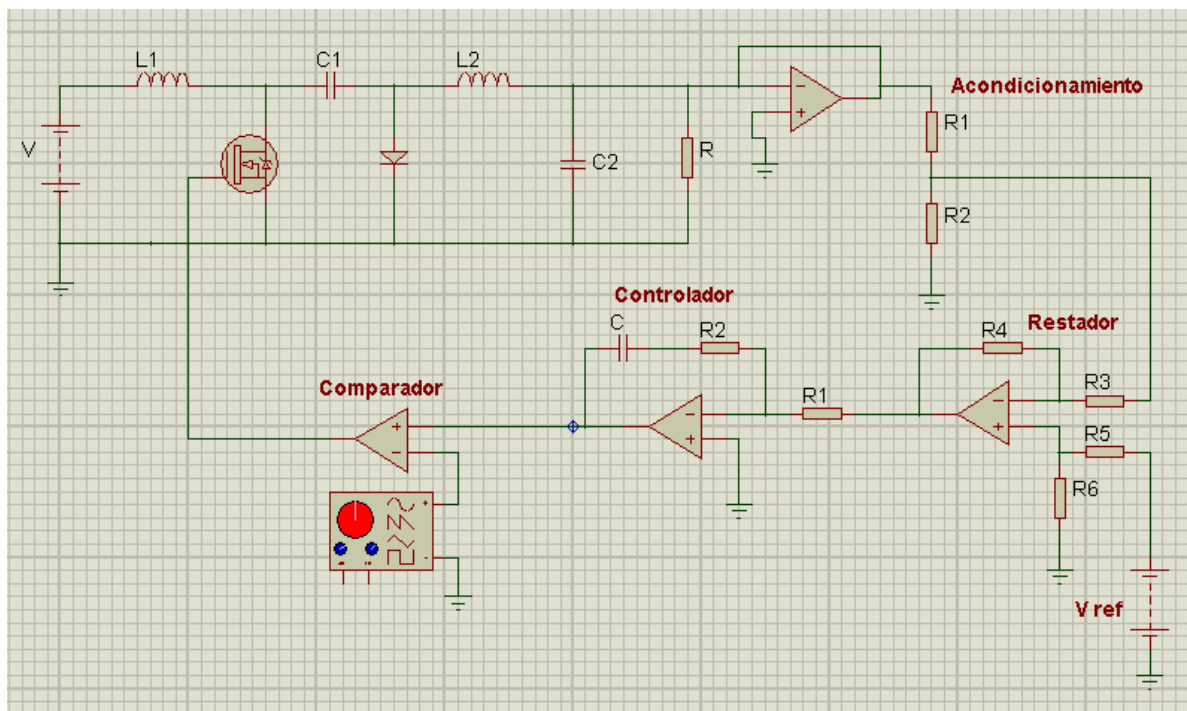


Figura 4.8 Convertidor Cuk con control en lazo cerrado.

4.2.1 Resultados prácticos del control en lazo cerrado

Una vez realizadas las pruebas en lazo abierto del convertidor Cuk, se construye el control en lazo cerrado mostrado en la figura 4.8, obteniendo:

En la figura 4.9 se observa la forma de onda obtenida al usar el control en lazo cerrado para una tensión de referencia de 1.5 V, en este caso la diferencia de tensión (ΔV) entre la referencia

y el voltaje en el acondicionamiento de la carga es de 40 mV y el tiempo de establecimiento (T_{est}) es de 137 ms como se aprecia en la figura 4.10.

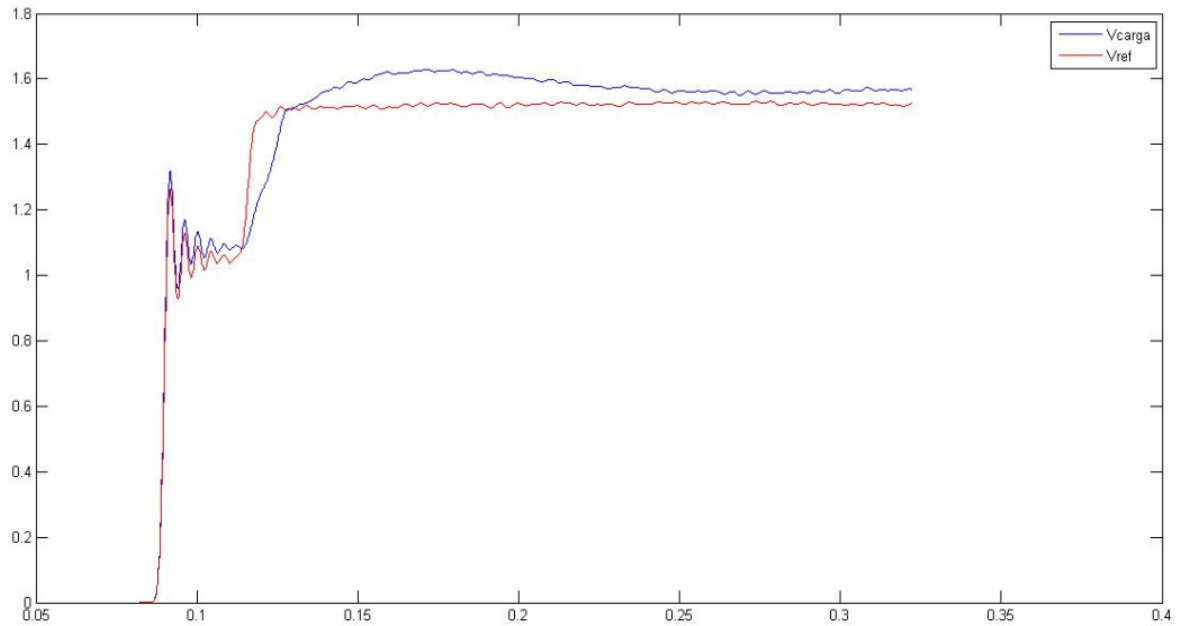


Figura 4.9 Forma de onda para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 1.5 \text{ V}$.

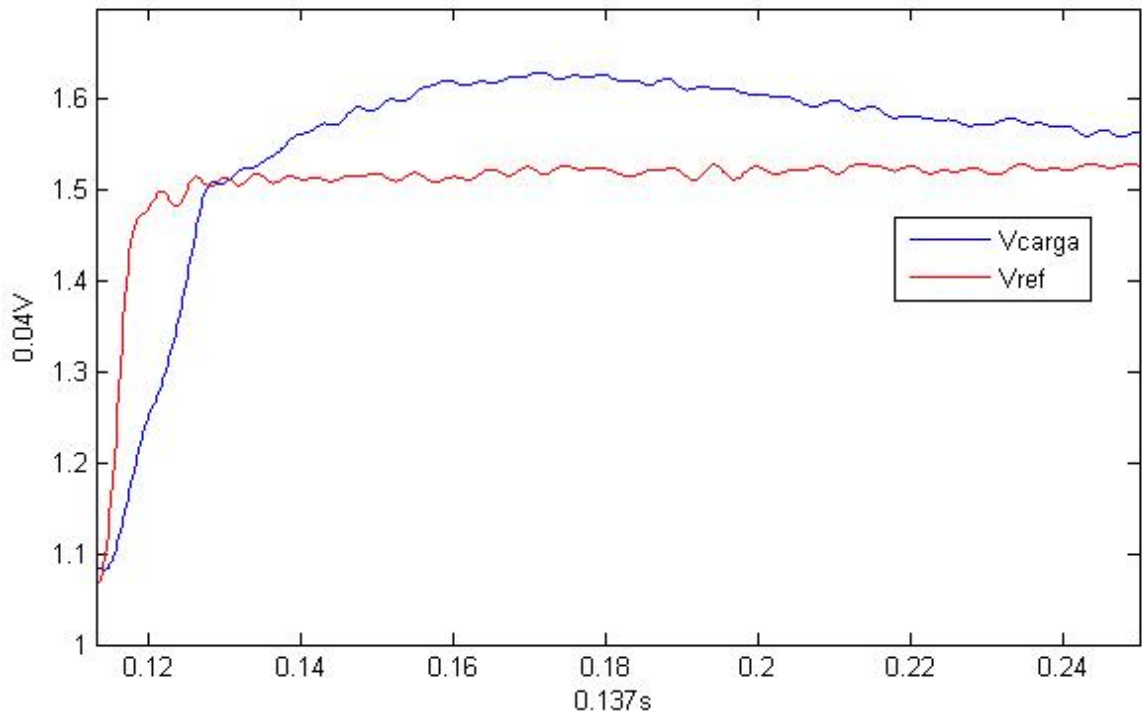


Figura 4.10 Delta de tensión y tiempo de establecimiento para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 1.5 \text{ V}$.

En la figura 4.11 se puede apreciar otro caso del control en lazo cerrado del convertidor Cuk para una tensión de referencia de 5V, esta vez la diferencia de tensión entre la referencia y el acondicionamiento de la carga es de 190 mV y el tiempo de establecimiento es de 58 ms, como se muestra en la figura 4.12.

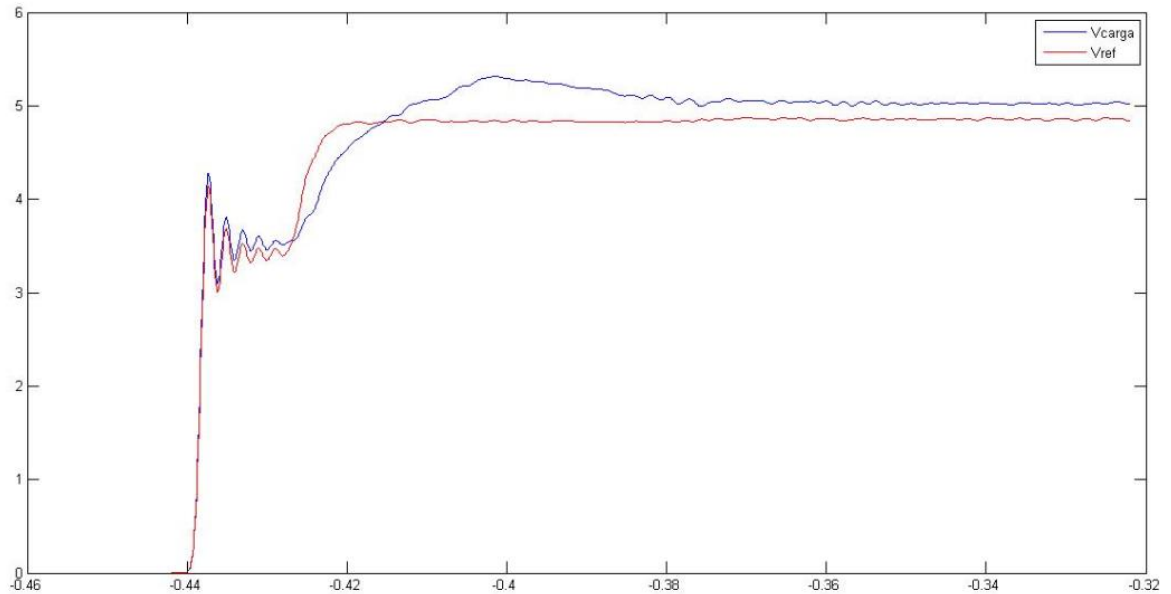


Figura 4.11 Forma de onda para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 5 \text{ V}$.

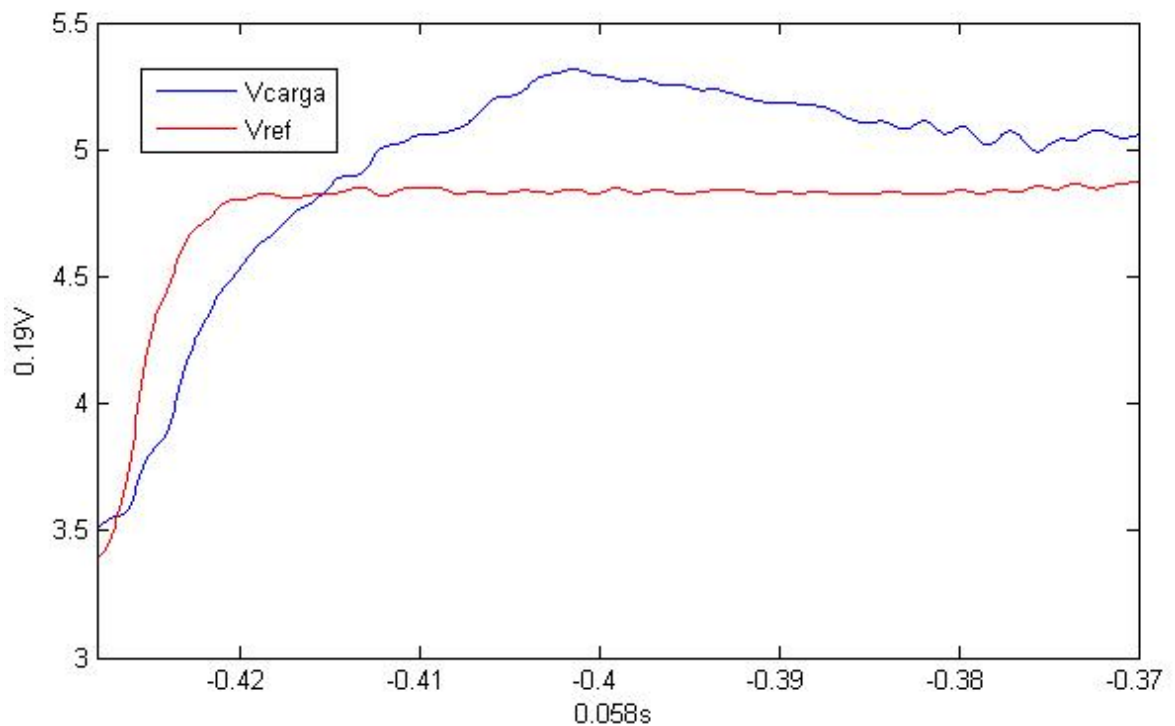


Figura 4.12 Delta de tensión y tiempo de establecimiento para el control en lazo cerrado con $V_{ref} = 1.5 \text{ V}$.

Los demás resultados del control en lazo cerrado para el convertidor se presentan en las siguientes tablas:

Tabla 4.9 Datos obtenidos con el control en lazo cerrado aumentando el valor de V_{ref} partiendo de 500 mV.

V_{ref} [V]	ΔV [mV]	T_{est} [ms]
1	55	95
1.5	40	137
2	60	30.5
3	120	35
3.5	210	35.5
5	190	58
7	120	125
8	150	8.5

Tabla 4.10 Datos obtenidos con el control en lazo cerrado disminuyendo el valor de V_{ref} partiendo de 8V.

V_{ref} [V]	ΔV [mV]	T_{est} [ms]
7	150	60
5	170	250
4	120	250
2	21	293
1	35	450
0.5	36	400

Para cambios bruscos en la tensión de referencia como ir de 1V a 8V se obtiene que el delta de tensión es de 100 mV y el tiempo de establecimiento es de 14.6 ms, mientras que al pasar de 8V a 1V se obtiene que el delta de tensión es de 1 mV y el tiempo de establecimiento es de 1.9 s.

En las figuras 4.13 y 4.14 se puede apreciar la señal PWM que se obtiene a la salida del comparador en el control en lazo cerrado cuando se tienen tensiones de referencia de 3V y 6V.

Las figuras 4.9 a 4.14 han sido obtenidas de un osciloscopio disponible en el laboratorio de electrónica y filtradas en el software Matlab.

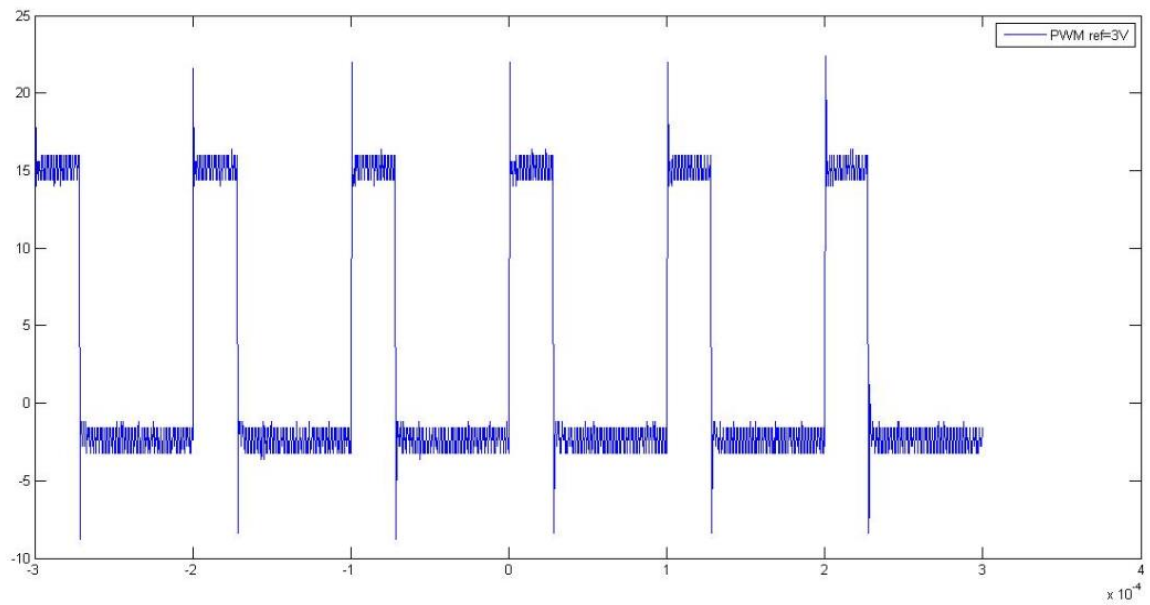


Figura 4.13 Señal PWM obtenida durante el control en lazo cerrado para $V_{ref} = 3\text{ V}$.

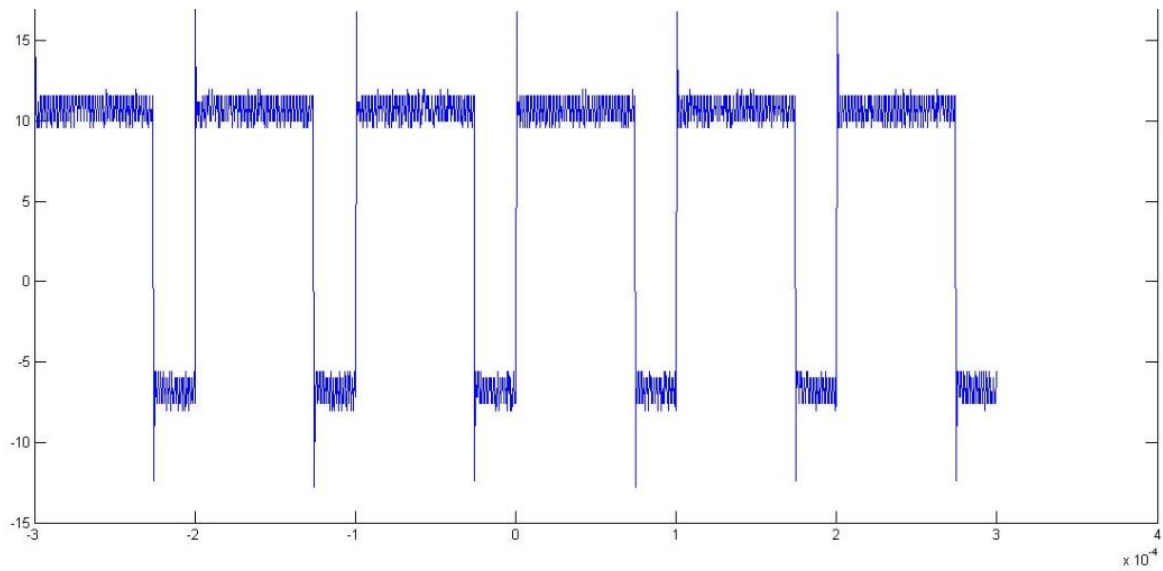


Figura 4.14 Señal PWM obtenida durante el control en lazo cerrado para $V_{ref} = 6\text{ V}$.

Al aplicar el mismo procedimiento teniendo en cuenta las perturbaciones en paralelo con la carga se encuentra que este cambio no altera el comportamiento del circuito en lazo cerrado, comprobando así que su cálculo y diseño es el óptimo y más eficiente.

A continuación, se muestra la gráfica correspondiente a la cargabilidad del sistema, es decir, la gráfica de tensión en la carga vs la corriente de carga tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. En la figura 4.15 se puede apreciar que la respuesta en lazo cerrado se comporta mejor que la respuesta en lazo abierto, la cual posee cambios bruscos de sus valores, el comportamiento de la gráfica en lazo cerrado se debe a la regulación que se presenta en el sistema cuando este se encuentra con retroalimentación.

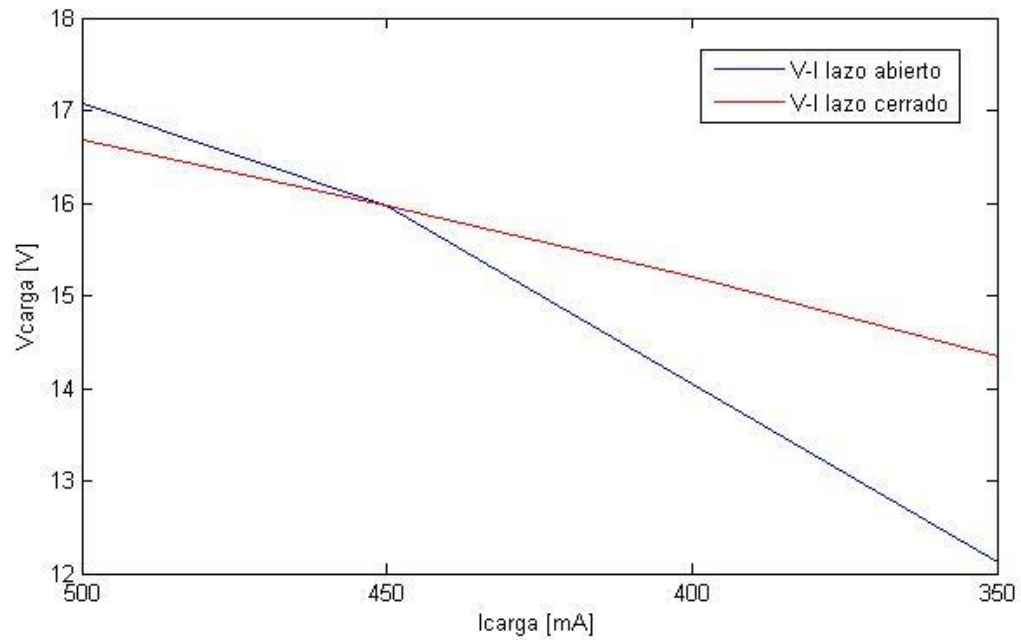


Figura 4.15 Gráfica de cargabilidad del sistema en lazo abierto y lazo cerrado.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

- Modelar y diseñar un convertidor DC/DC tipo Cuk ha sido una gran oportunidad para profundizar en campos tan importantes y amplios como lo son el control, la electrónica de potencia, la programación y simulación. Fueron estos nuevos conocimientos teóricos adquiridos los que permitieron que el convertidor se diseñara de forma óptima y lo más eficiente posible.
- Cada uno de los objetivos fue cumplido satisfactoriamente, esto se aprecia en la teoría mostrada a lo largo del documento y en la construcción del convertidor DC/DC tipo Cuk el cual queda operando satisfactoriamente bajo los parámetros establecidos y en manos del director de la tesis.
- Gracias a los softwares de simulación implementados se pudieron obtener los valores más relevantes del convertidor tanto en lazo abierto como en lazo cerrado con el fin de poder comparar estos con el montaje práctico. Al analizar los valores teórico-prácticos obtenidos del convertidor se observa como este se comporta según lo esperado, destacando de todos los resultados los obtenidos en el control en lazo cerrado ya que sin importar los casos las diferencias más grandes tanto de tiempo como de tensión obtenidas en la práctica industrial no afectarían considerablemente el sistema, también se destaca que, aunque el convertidor es diseñado con un rango amplio de frecuencia, el trabajar con frecuencias muy altas en lazo abierto si afecta notablemente el correcto funcionamiento del convertidor en general y así mismo la vida útil de los elementos que lo componen.
- Se encuentra que el valor académico que la construcción de un convertidor DC/DC tipo Cuk posee es muy alto, no sólo se deja un marco teórico que puede ayudar a futuros trabajos que pueden implementar métodos más avanzados tanto de modelado como de control, sino que se deja una base práctica y didáctica sobre la cual los estudiantes pueden hacer sus respectivos trabajos, resolver dudas sobre este tipo de convertidor y también sobre la cual los profesores se pueden apoyar para afianzar la teoría que imparten en la materia de electrónica de potencia.

5.2 Recomendaciones

- Se recomienda alimentar el convertidor con fuentes DC en las cuales se permita observar la corriente entregada con el fin de no sobrepasar la corriente máxima del sistema (2 A).
- Se recomienda no usar el convertidor por más de 4 horas consecutivas, ya que la temperatura que se puede almacenar en el montaje puede afectar su funcionamiento.

- Se recomienda para trabajos futuros sobre el convertidor tipo Cuk usar métodos de control más avanzados e implementables que permitan diferencias de tensión y tiempo más cercanas a cero.

6. REFERENCIAS

- [1] S. A. Pérez, “Estudio de diferentes topologías para interconexión a la red de fuentes renovables”, M. S. Tesis, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá D. C., 2016.
- [2] M. C. Mario, “Regulación, control y protección de máquinas eléctricas”, Apuntes de la signatura, Dep. Ing. de eléctrica y energética, Univ. De Cantabria, [Online], Disponible en: <https://ocw.unican.es/pluginfile.php/1986/course/section/2310/convertidores.pdf>
- [3] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño, 3a edición, Mcgraw-Hill Interamericana Editores, 2009.
- [4] J. M. Serrano, (2004,17 de mayo), “Corrector de factor de potencia reductor-elevador monofásico”, [Online], Disponible en: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lep/mendez_s_j/
- [5] M. G. Ortiz López, J. A. Morales Saldaña, R. Galarza Quirino, J. Leyva Ramos, “Modelado y Control de Convertidores Elevadores en Cascada con un solo Interruptor”, [Online], Disponible en: http://congresos.cio.mx/3_enc_mujer/files/extensos/Sesion%204/S4-ING07.doc
- [6] S. R. Sañudo, A. Oliva, “Corrector de Factor de Potencia monofásico en configuración Cuk”, Revista Argentina de Trabajos Estudiantiles, Vol. 1, no. 2, pp. 12 -17, 2006.
- [7] M S Syam, T. Sreejith Kailas, “Grid connected PV system using Cuk converter”, 2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy, pp. 1-6, 2013.
- [8] A. M. Grisales, “Análisis de la dinámica de un convertidor cuk controlado con zad y pwmc”, M. S. Tesis, UNAL, Manizales, 2014.
- [9] C. A. Restrepo, C. Restrepo, A. Alzate, “Consideraciones de diseño estático y dinámico para convertidores CC-CC”, Scientia et technica, [S.l.], Vol. 2, no. 42, 2009. ISSN 2344-7214.
- [10] T. Esparza, “Diseño, dimensionado y simulación de un convertidor DC/DC elevador para pilas de combustible”, Pregrado Tesis, Universidad Pública de Navarra, Pamplona, 2015.
- [11] F. E. Hoyos, F. Angulo, J. A. Taborda, G. Olivar, “Implementación de una nueva técnica de control digital para convertidores DC/DC y DC/AC”, DYNA, Vol. 77, no. 164, pp. 189-199, 2010.

- [12] D. Ramot, M. Friedman, G. Langholz, A. Kandel, "Complex fuzzy logic", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 11, no. 4, pp. 450-461, 2003.
- [13] "Tema 14. convertidores conmutados cc-cc. topologías básicas con un solo interruptor sin aislamiento galvánico", Grupo de tecnología electrónica, Escuela Superior de Ingenieros, España, [Online], Disponible en: http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_14.pdf
- [14] Zhanghai Shi, K. W. Eric Cheng, S. L. Ho, "Boundary condition analysis for cuk, sepic and zeta converters using energy factor concept", Journal of Circuits, Systems, and Computers, Vol. 22, No. 1, Febrero 2013.
- [15] D. B. Nnadi, C. I. Odeh, C. O. Omeje, "A maximum power point tracking scheme for a 1kw stand-alone solar energy-based power supply", Nigerian Journal of Technology (NIJOTECH), Vol. 36, No. 2, pp. 582-593, Abril 2017.
- [16] Y. Bhaskar S S gupta, Sri Rama Lakshmi, "Analysis and Design of CUK Converter using PI Controller for PV Application", International Journal of Scientific & Technology Research, Vol. 2, Enero 2014.
- [17] E. Arango, C.A. Ramos-Paja, R. Giral, S. Serna, G. Petrone, "Modeling and Control of Cuk Converter Operating in DCM", Electrical Engineering and Control, Vol. 98, pp. 441-449, 2011.
- [18] L. M. Diana J., C. M. Guillermo A., D. C. Jaime O., G. L. Carlos A., B. P. Gilberto, "Nuevo algoritmo PWM híbrido de desempeño armónico superior", Revista Ingeniería e Investigación, Vol. 29, No. 1, pp. 82-89, Abril 2009.
- [19] JING SUN, "New leading/trailing edge modulation strategies for two-stage PFC AC/DC adapters to reduce dc-link capacitor ripple current", M. S. tesis, Texas A&M University, Texas, U.S.A, Mayo 2017.
- [20] Texas Instruments Incorporated, "HIGH-SPEED PWM CONTROLLER", Agosto 1995, Revisado Septiembre 2010, [Online], Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/slus334e/slus334e.pdf>
- [21] A. R. Víctor M., "Actualización del método de sintonización de controladores de Ziegler y Nichols", Revista de la Universidad de Costa Rica, Vol. 15, No. (1,2), pp. 39-52, Enero/Diciembre 2005.

ANEXOS

A. Datasheet UC3823BDW

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = -55^{\circ}\text{C}$ to 125°C for the UC1823A/UC1825A, $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C for the UC2823x/UC2825x, $T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to 70°C for the UC3823x/UC3825x, $R_T = 3.65\text{ k}\Omega$, $C_T = 1\text{ nF}$, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $T_A = T_J$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
REFERENCE, V_{REF}					
V_O Output voltage range	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ mA}$	5.05	5.1	5.15	V
Line regulation	$12\text{ V} \leq V_{CC} \leq 20\text{ V}$		2	15	mV
Load regulation	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 10\text{ mA}$		5	20	
Total output variation	Line, load, temperature	5.03		5.17	V
Temperature stability ⁽¹⁾	$T_{(min)} < T_A < T_{(max)}$		0.2	0.4	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Output noise voltage ⁽¹⁾	$10\text{ Hz} < f < 10\text{ kHz}$		50		μV_{RMS}
Long term stability ⁽¹⁾	$T_J = 125^{\circ}\text{C}$, 1000 hours		5	25	mV
Short circuit current	$V_{REF} = 0\text{ V}$	30	60	90	mA
OSCILLATOR					
f_{OSC} Initial accuracy ⁽¹⁾	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	375	400	425	kHz
	$R_T = 6.6\text{ k}\Omega$, $C_T = 220\text{ pF}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	0.9	1	1.1	MHz
Total variation ⁽¹⁾	Line, temperature	350		450	kHz
	$R_T = 6.6\text{ k}\Omega$, $C_T = 220\text{ pF}$	0.85		1.15	MHz
Voltage stability	$12\text{ V} < V_{CC} < 20\text{ V}$			1%	
Temperature stability ⁽¹⁾	$T_{(min)} < T_A < T_{(max)}$	+/-	5%		
High-level output voltage, clock		3.7	4		V
Low-level output voltage, clock			0	0.2	
Ramp peak		2.6	2.8	3	
Ramp valley		0.7	1	1.25	
Ramp valley-to-peak		1.6	1.8	2	
I_{OSC} Oscillator discharge current	$R_T = \text{OPEN}$, $V_{CT} = 2\text{ V}$	9	10	11	mA
ERROR AMPLIFIER					
Input offset voltage			2	10	mV
Input bias current			0.6	3	μA
Input offset current			0.1	1	
Open loop gain	$1\text{ V} < V_O < 4\text{ V}$	60	95		dB
CMRR Common mode rejection ratio	$1.5\text{ V} < V_{CM} < 5.5\text{ V}$	75	95		
PSRR Power supply rejection ratio	$12\text{ V} < V_{CC} < 20\text{ V}$	85	110		
$I_{O(sink)}$ Output sink current	$V_{EAOUT} = 1\text{ V}$	1	2.5		mA
$I_{O(src)}$ Output source current	$V_{EAOUT} = 4\text{ V}$	-1.3	-0.5		
High-level output voltage	$I_{EAOUT} = -0.5\text{ mA}$	4.5	4.7	5	V
Low-level output voltage	$I_{EAOUT} = -1\text{ mA}$	0	0.5	1	
Gain bandwidth product	$f = 200\text{ kHz}$	6	12		Mhz
Slew rate ⁽¹⁾		6	9		V/ μs

⁽¹⁾ Ensured by design. Not production tested.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = -55^{\circ}\text{C}$ to 125°C for the UC1823A/UC1825A, $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C for the UC2823x/UC2825x, $T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to 70°C for the UC3823x/UC3825x, $R_T = 3.65\text{ k}\Omega$, $C_T = 1\text{ nF}$, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $T_A = T_J$ (unless otherwise noted)

PWM COMPARATOR						
I _{BIAS}	Bias current, RAMP	V _{RAMP} = 0 V	-1	-8	μA	
	Minimum duty cycle		0%			
	Maximum duty cycle		85%			
t _{LEB}	Leading edge blanking time	R _{LEB} = 2 kΩ, C _{LEB} = 470 pF	300	375	450	ns
R _{LEB}	Leading edge blanking resistance	V _{CLK/LEB} = 3 V	8.5	10.0	11.5	kΩ
V _{ZDC}	Zero dc threshold voltage, EAOUT	V _{RAMP} = 0 V	1.10	1.25	1.4	V
t _{DELAY}	Delay-to-output time ⁽¹⁾	V _{EAOUT} = 2.1 V, V _{ILIM} = 0 V to 2 V step	50	80	ns	
CURRENT LIMIT / START SEQUENCE / FAULT						
I _{SS}	Soft-start charge current	V _{SS} = 2.5 V	8	14	20	μA
V _{SS}	Full soft-start threshold voltage		4.3	5	V	
I _{DSCH}	Restart discharge current	V _{SS} = 2.5 V	100	250	350	μA
I _{SS}	Restart threshold voltage		0.3	0.5	V	
I _{BIAS}	ILIM bias current	V _{ILIM} = 0 V to 2 V step			15	μA
I _{CL}	Current limit threshold voltage		0.95	1	1.05	V
	Overcurrent threshold voltage		1.14	1.2	1.26	
t _d	Delay-to-output time, ILIM ⁽¹⁾	V _{ILIM} = 0 V to 2 V step	50	80	ns	
OUTPUT						
	Low-level output saturation voltage	I _{OUT} = 20 mA	0.25	0.4	V	
		I _{OUT} = 200 mA	1.2	2.2		
	High-level output saturation voltage	I _{OUT} = 20 mA	1.9	2.9		
		I _{OUT} = 200 mA	2	3		
t _r , t _f	Rise/fall time ⁽¹⁾	C _L = 1 nF	20	45	ns	
UNDERVOLTAGE LOCKOUT (UVLO)						
Start threshold voltage		UC2823B, UC2825B, UC3825B, UC3825B	16	17	V	
		UC1823A, UC1825A, UC2823A, UC2825A UC3825A, UC3825A	8.4	9.2		
Stop threshold voltage		UC2823B, UC2825B, UC3825B, UC3825B	9	10		
OVLO hysteresis		UC1823A, UC1825A, UC2823A, UC2825A UC3825A, UC3825A	0.4	0.8		
		UC2823B, UC2825B, UC3825B, UC3825B	5	6	7	
SUPPLY CURRENT						
I _{su}	Startup current	V _C = V _{CC} = V _{TH} (start) – 0.5 V	100	300	μA	
I _{CC}	Input current		28	36	mA	

⁽¹⁾ Ensured by design. Not production tested.

B. Datasheet IRFZ44N



INCHANGE Semiconductor

isc N-Channel MOSFET Transistor

IRFZ44N, IIRFZ44N

• FEATURES

- Static drain-source on-resistance:
 $R_{DS(on)} \leq 17.5m\Omega$
- Enhancement mode
- Fast Switching Speed
- 100% avalanche tested
- Minimum Lot-to-Lot variations for robust device performance and reliable operation

• DESCRIPTION

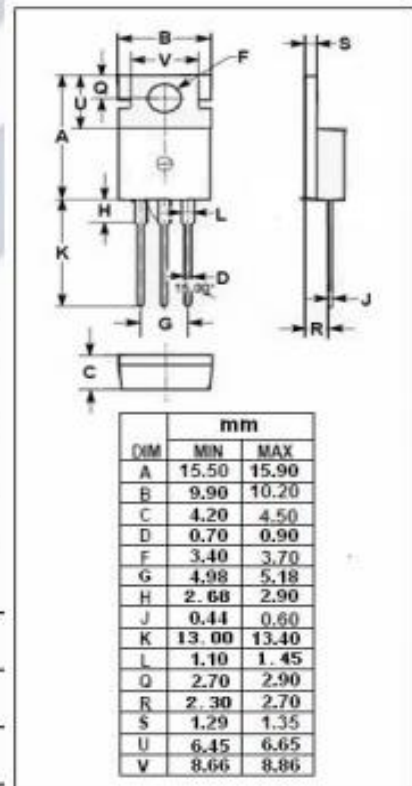
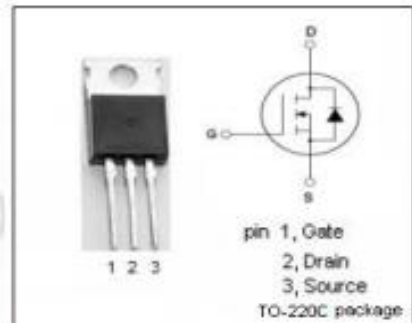
- reliable device for use in a wide variety of applications

• ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS($T_a=25^\circ\text{C}$)

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
V_{DS}	Drain-Source Voltage	55	V
V_{GS}	Gate-Source Voltage	± 20	V
I_D	Drain Current-Continuous	49	A
I_{DM}	Drain Current-Single Pulsed	160	A
P_D	Total Dissipation @ $T_c=25^\circ\text{C}$	94	W
T_J	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature	-55~175	$^\circ\text{C}$

• THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	MAX	UNIT
$R_{th(ch-c)}$	Channel-to-case thermal resistance	1.5	$^\circ\text{C/W}$
$R_{th(ch-a)}$	Channel-to-ambient thermal resistance	62	$^\circ\text{C/W}$



C. Datasheet UGF12JT



UG12JT, UGF12JT, UGB12JT Series

New Product

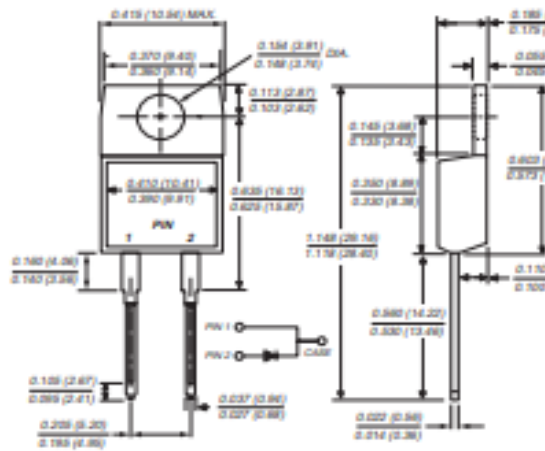
Vishay Semiconductors
formerly General Semiconductor

Ultrafast Rectifiers

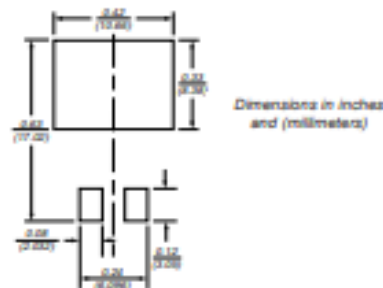
Reverse Voltage 500 to 600V
Forward Current 12A
Reverse Recovery Time 30ns



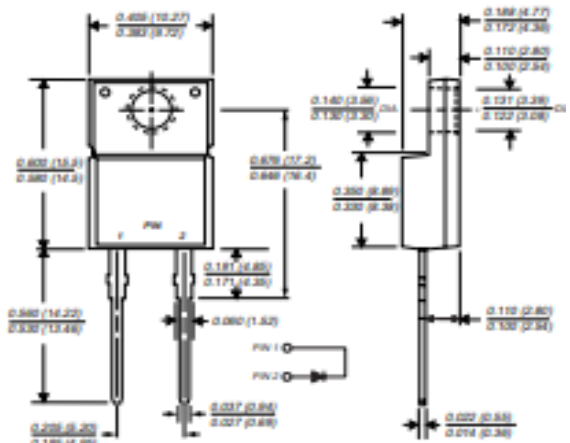
TO-220AC (UG12 Series)



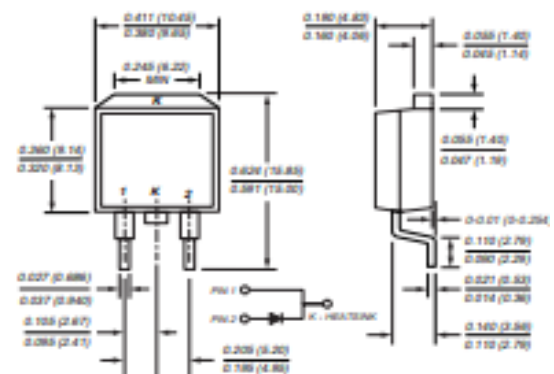
Mounting Pad Layout TO-263AB



ITO-220AC (UGF12 Series)



TO-263AB (UGB12 Series)



Features

- Plastic package has Underwriters Laboratories Flammability Classification 94V-0
- Ideally suited for freewheeling diode and power factor correction applications
- Soft recovery characteristics
- Excellent high temperature switching
- Optimized to reduce switching losses
- Glass passivated chip junction

Mechanical Data

Case: JEDEC TO-220AC, ITO-220AC & TO-263AB
molded plastic body

Terminals: Plated leads, solderable per MIL-STD-750, Method 2026

High temperature soldering in accordance with CECC 802 / Reflow guaranteed

Polarity: As marked

Mounting Position: Any

Mounting Torque: 10 in-lbs maximum

Weight: 0.08 oz., 2.24 g

D. Manual del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk

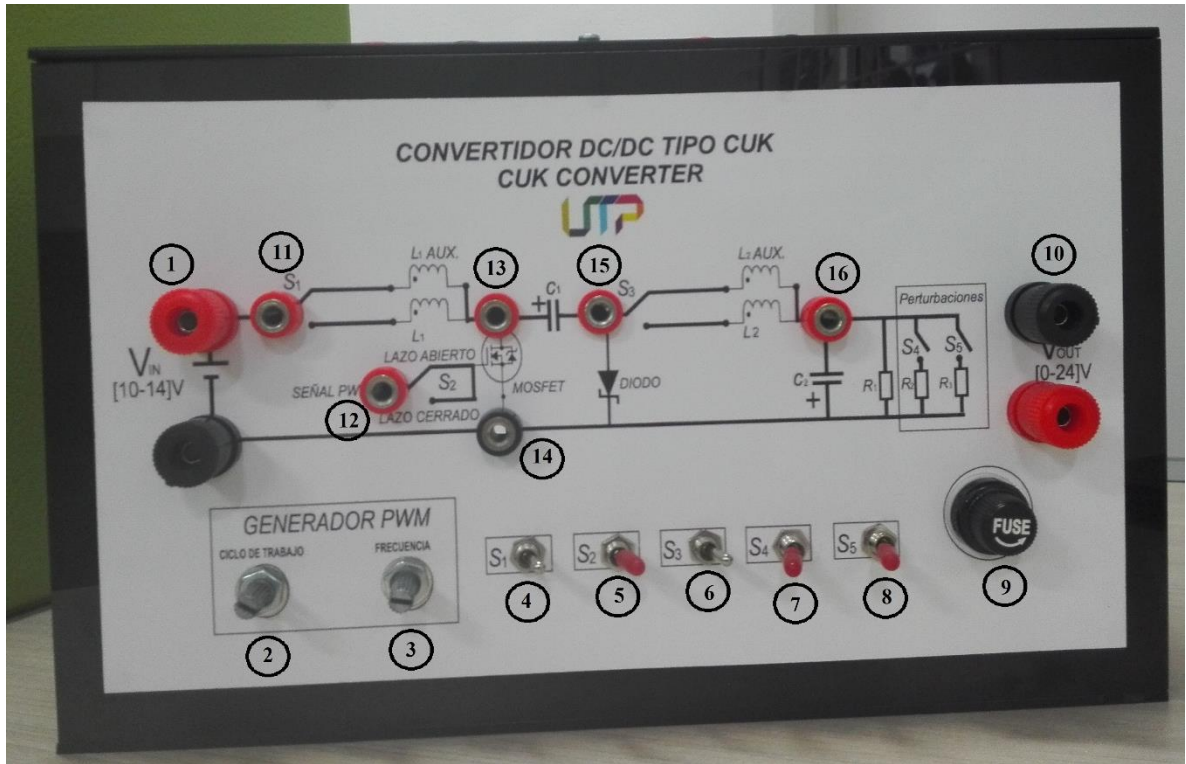


Figura D. 1 Parte frontal del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.

- 1 Borneras de alimentación del convertidor Cuk y generador PWM, tensión variable entre 10V y 14V.
- 2 Potenciómetro encargado de variar el ciclo de trabajo de la señal PWM entre 0% y 98%.
- 3 Potenciómetro encargado de variar la frecuencia de la señal PWM entre 10kHz y 400kHz.
- 4 Suich que se encarga de conmutar entre la inductancia interna $L_1 = 100mH$ y una externa $L_1 Aux$.
- 5 Suich que permite interrumpir el paso de la señal PWM interna con el fin de poder retroalimentar el circuito con el control en lazo cerrado a través del borne (12).
- 6 Suich que se encarga de conmutar entre la inductancia interna $L_2 = 100mH$ y una externa $L_2 Aux$.
- 7 Suich que permite la entrada de una perturbación $R_2 = 133\Omega$.
- 8 Suich que permite la entrada de una perturbación $R_3 = 82\Omega$.
- 9 Fusible que protege el circuito de una corriente superior a 2A.
- 10 Borneras de salida, allí se puede tomar la tensión de salida de la carga $R_1 = 100\Omega$.
- 11 Borne para toma de tensión, corriente o forma de onda.
- 12 Borne a través del cual se hace la retroalimentación del circuito por lazo cerrado.

- 13** Borne para toma de tensión, corriente o forma de onda.
- 14** Borne de tierra.
- 15** Borne para toma de tensión, corriente o forma de onda.
- 16** Borne para toma de tensión, corriente o forma de onda.

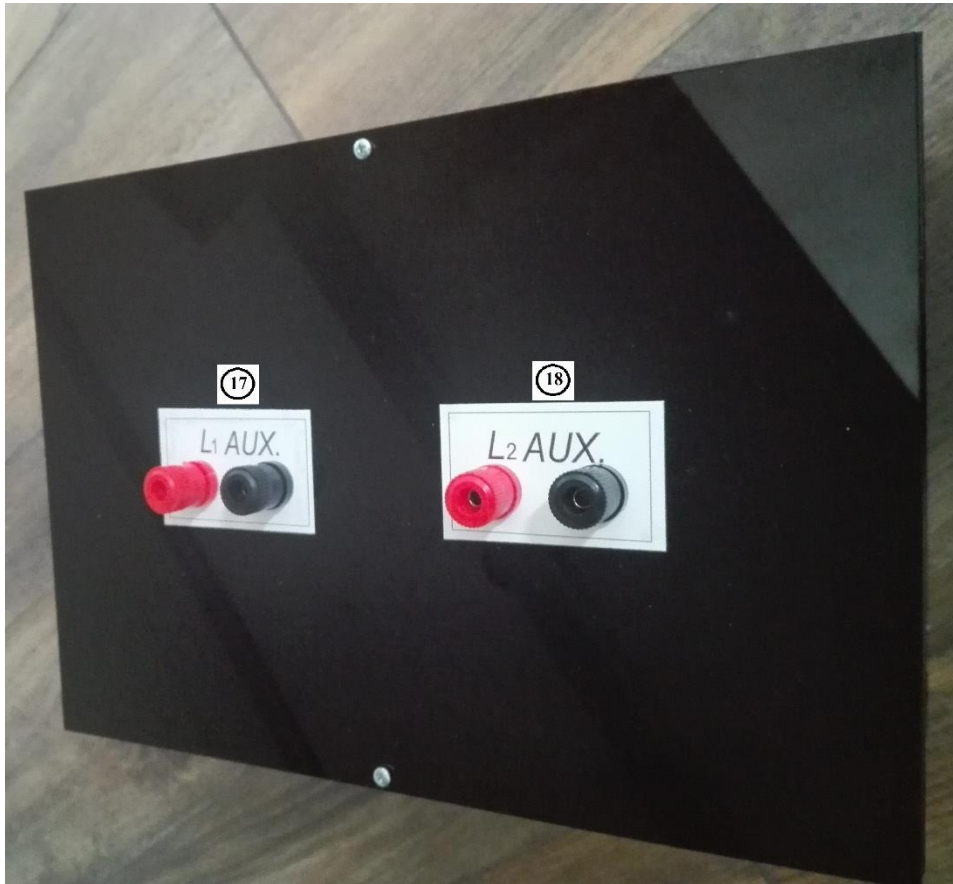


Figura D. 2 Parte superior del montaje del convertidor DC/DC tipo Cuk.

- 17** Borneras de conexión para la inductancia externa $L_1 Aux.$
- 18** Borneras de conexión para la inductancia externa $L_2 Aux.$

E. PCB del circuito de potencia y generador PWM

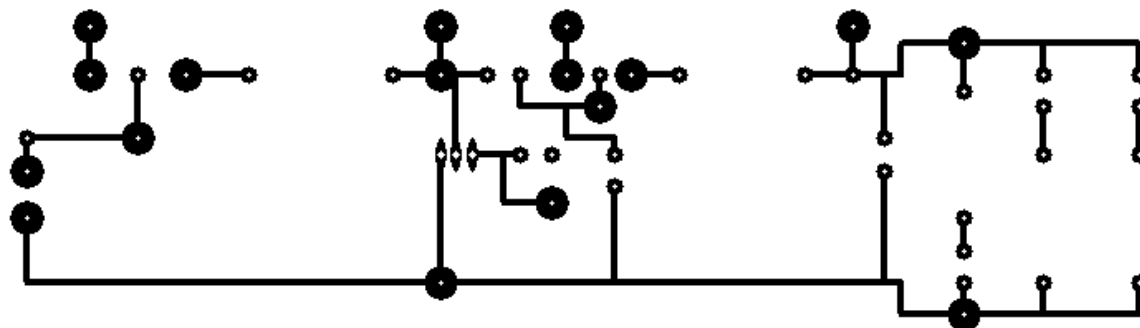


Figura E. 1 PCB circuito de potencia.

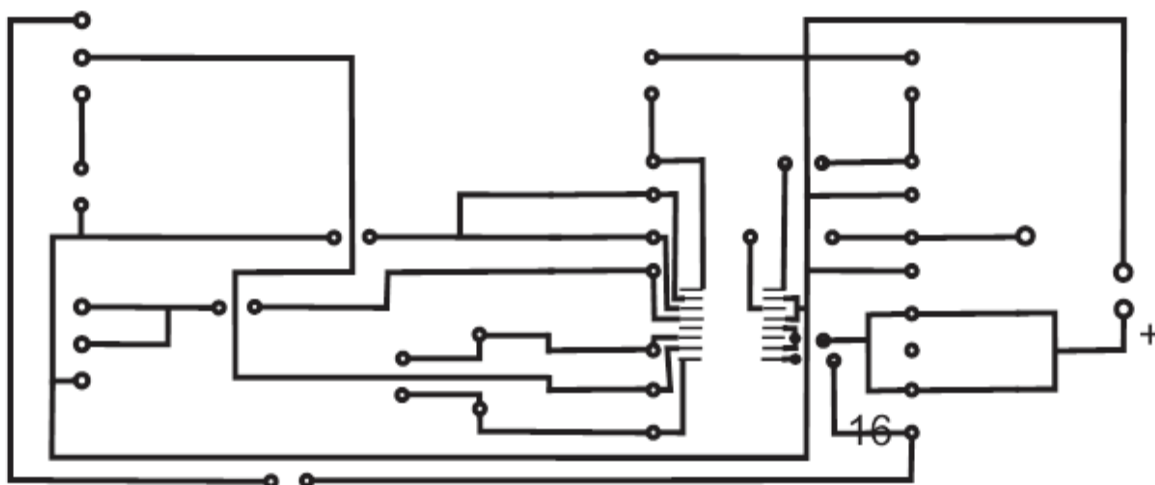


Figura E. 2 PCB generador PWM